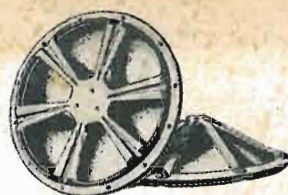
Altoparlanti, Microfoni, Strumenti

Condensatori di potenza per trasmettitori ed applicazioni elettroniche industriali.

Condensatori per ricezione a mica, ceramici e ad "Hi-K"

l'antenna
~ LA RADIO ~

SPED. IN ABB. POSTALE - GR. III

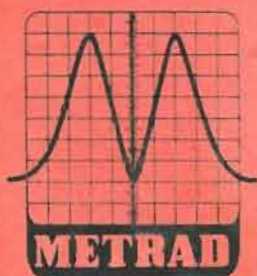
n. 2.3

FEBBRAIO - MARZO 1948

LIRE TRECENTO

Oscillatore di alta e bassa frequenza Mod. "1146"

Tachimetro stroboscopico Strolux Mod. "148"

Oscillatore modulato "Supercompatto" Mod. "145"

SIGNAL SQUIRTER

Generatore di segnali campione Mod. "105-S"

Antenna rotativa Amphenol Signal Squirter" per i 10 e 20 metri.

Prodotti Amphenol in materie plastiche speciali.

MILANO
VIA UNIONE, 7
TEL. 13595

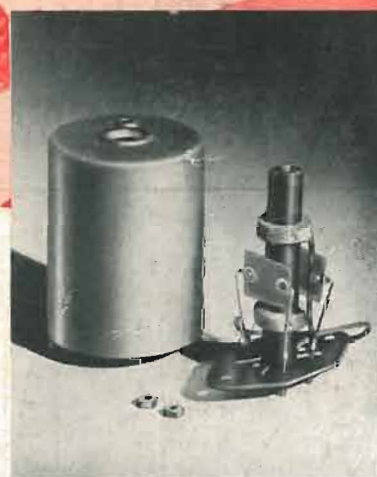
Indirizzo telegrafico: Genelectron

TRASFORMATORI DI M.F.
MF1 e MF2

Radio apparecchiature precise

I trasformatori di M. F. costruiti dalla N O V A da oltre tre anni, nei tipi MF1 e MF2 per primo e secondo stadio, rappresentano una perfetta realizzazione sia riguardo alla stabilità che per il loro rendimento. Essi sono costruiti in grande serie, con controlli accurati e conferiscono al ricevitore la massima sensibilità e selettività.

Schermo di generose dimensioni, bobine a nido d'ape di particolare costruzione, filo Litz ricoperto di seta naturale 15 x 0,05. condensatori a mica metallizzata a basse perdite e alta stabilità, nuclei di generose dimensioni. Parti isolanti opportunamente impregnate.

Il sistema di regolazione dei nuclei recentemente è stato migliorato con l'uso di nuclei cilindrici, con gambo filettato, invece dei normali nuclei filettati.

MILANO
PIAZZALE CADORNA, 11
TELEFONO 12.284
STABILIMENTI A NOVATE MILANESE
RAPPRESENTANZE
IN TUTTA ITALIA

PELLEGRI TEL. 10.782

STRUMENTI DI MISURA PER RADIOTECNICA

Misuratore Universale Provavalvole Mod. 147

Oscillatore - Misuratore Universale - Provavalvole Mod. 106

Voltmetro elettronico Mod. 52

Regolatore manuale di tensione Mod. 55

Misuratore Universale Portatile Mod. 148

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO

Tre voci fresche e soavi
Quando si vuol descrivere l'incanto di una voce si dice che essa è fresca e soave. Anche voi potrete dirlo udendo la trasmissione di un apparecchio radio Toti, Leila o Malombra. Sono apparecchi Bertoncini a valvole rosse con circuito speciale. Toti è un 4 valvole. Leila ha 5 valvole. Malombra è un perfetto radio-fonografo a 6 valvole: tre voci fresche e soavi. Chiedete di ascoltarli presso un buon negozio di apparecchi radio. Desidererete di averne uno subito per la vostra casa e per la vostra gioia. Toti, Leila, Malombra tre voci fresche e soavi!
Toti
Supereterodina - 4 valvole rosse di cui 3 doppie 2 campi d'onda - alta sensibilità e gradevole riproduzione - potenza 2,5 Watt - scala in cristallo con divisione delle stazioni italiane rete rossa e rete azzurra - alimentazione su tutte le reti c.a. da 110 V a 280 V - mobile di buon gusto in noce ed acero.
Leila
Supereterodina - 5 valvole rosse - 4 gamme d'onda - alta fedeltà e selettività - commutazione di gamma a tamburo con supporti bobine in porcellana - montaggio accurato ed estetico - potenza 4 Watt - scala in cristallo di ampie dimensioni con divisione delle stazioni italiane rete rossa e rete azzurra - mobile moderno di elegante presentazione.
Malombra
Supereterodina - 6 valvole rosse - 4 gamme d'onda - commutazione di gamma a tamburo con supporti bobine in porcellana - 2 altoparlanti stadio di uscita in controfase ad inversione elettronica - 8 Watt d'uscita - scala in cristallo di ampie dimensioni con divisione delle stazioni italiane rete rossa e rete azzurra - alta sensibilità - complesso fonografico di classe - mobile di lusso in noce ed acero finemente curato.
BB
INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

Voltmetro a valvola

AESSE

Via RUGABELLA 9 - Tel. 18276 - 156334

MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

- *Ponti per misure RCL*
  Ponti per elettrolitici
  Oscillatori RC speciali
  Oscillatori campione BF
  Campioni secondari di frequenza
  Voltmetri a valvola
  Taraohmmetri
  Condensatori a decadi
  Potenziometri di precisione
  Wattmetri per misure d'uscita, ecc.
  — **METROHM A.G. Herisau (Svizzera)** —
- *Q - metri*
  Ondametri
  Oscillatori campione AF, ecc.
  — **FERISOL Parigi (Francia)** —
- *Oscillatori a raggi catodici*
  Moltiplicatori elettronici, ecc.
  — **RIBET & DESJARDINS Montrouge (Francia)**
- *Eterodine*
  Oscillatori
  Provavalvole, ecc.
  — **METRIX Annecy (Francia)** —

VISITATECI alla FIERA DI MILANO - 29 - 4 - 16 - 5 1948

Padiglione Elettrotecnica - Stand **4077**

COMPENSATORE

O. S. T.

Garantisce il funzionamento dei vostri apparecchi radio, elettrodomestici, elettromedicali, cinema sonori a passo ridotto e a passo normale

COMPENSATORI CON DOPPIO CAMBIO DI TENSIONE ● COMBINAZIONI POSSIBILI

Cambio uscita su 110 V = da 70 a 150 Volt con regolazione di 10 in 10 Volt
» » » 125 V = da 85 a 165 Volt » » » » » »
» » » 140 V = da 100 a 180 Volt » » » » » »
» » » 160 V = da 160 a 240 Volt » » » » » »
» » » 220 V = da 180 a 290 Volt » » » » » »
» » » 260 V = da 220 a 300 Volt » » » » » »

Praticamente la tensione è regolabile da 70 a 300 Volt (di 10 in 10 Volt).

QUESTI COMPENSATORI si costruiscono nelle seguenti potenze:

Tipo 80 Watt, Tipo 100 Watt, Tipo 150 Watt, Tipo 200 Watt, Tipo 300 Watt, Tipo 400 Watt, Tipo 500 Watt, Tipo 600 Watt. Oltre a questi tipi su richiesta costruiamo i tipi industriali con potenza sino a 5000 Watt.

Soc. An. **O. S. T.** - VIA MELCHIORRE GIOIA, 67 - TEL. 691.950 - **MILANO**

LE VALVOLE FIVRE
di tipo vecchio, oggi non più costruite, debbono essere sostituite, sui vecchi apparecchi, con i corrispondenti tipi di serie normale.
6F6
6Q7
6A8
6B8
6J7
6J7
6K7
6F6
6K7
6N7
6J7
6J7
6K7
2A6
FIVRE
FIVRE
AUTOTRASFORMATORI
La GENERAL RADIO, Commissionaria FIVRE, Vi offre anche l'autotrasformatore appositamente studiato dalla AROS per effettuare rapidamente tali sostituzioni.
General radio
GENERAL RADIO
VIA BIANCA DI SAVOIA 2 - TELEFONO 578.853

LA TECNICA PHILIPS NEL MONDO
PHILIPS
PHILIPS

l'antenna

FEBBRAIO-MARZO 1948 — ANNO XX - N. 2 e 3

MENSILE DI RADIOTECNICA

XX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 300. ARRETRATI IL DOPPIO

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 2000 + 60 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

XXVI FIERA INTERNAZIONALE

DI MILANO 29 APRILE - 16 MAGGIO 1948

Siamo a conoscenza che la quasi totalità delle Ditte che lavorano nel campo della Radio, saranno presenti, come è ormai vecchia consuetudine, anche a questa XXVI Fiera Campionaria di Milano che dal 29 Aprile al 16 Maggio ospiterà, nello speciale Padiglione, quanto di meglio e di più recente ha prodotto l'Industria in questi ultimi mesi.

Dato il breve lasso di tempo trascorso dall'ultima Mostra della Radio, non dovremo certamente attendere, da questa XXVI Fiera, le novità e le primizie, tecniche e di presentazione, che sono riservate all'apposita sede, ma non mancheremo di trovare la documentazione della infaticabile opera delle nostre Industrie, tutte tese come sempre a soddisfare gusti e desideri di una vasta ed esigente clientela.

Questa è la tradizione. Essa sarà mantenuta anche a costo dei notevoli sacrifici che l'industria tutta sostiene ed ha sostenuto in un periodo come questo evidentemente poco favorevole all'attuazione di programmi e di realizzazioni. Ciò non toglie che l'appuntamento alla Fiera Campionaria troverà espositori e visitatori ancora una volta animati dallo stesso spirito, nella offerta e nella richiesta, di incontrarsi ed intendersi, da una parte per consolidare e sviluppare la propria attività, dall'altra per aggiornarsi con l'acquisto di un ottimo e moderno apparecchio che le attuali esigenze di vita rendono indispensabile.

Da noi, che fummo e saremo sempre vicini ai Costruttori, agli Amatori, a tutti coloro che traggono ragione di vita da questa branca dell'umana attività, non può non partire l'augurio più vivo di un fecondo lavoro e di una ripresa la quale, superati gli ostacoli del momento presente, contribuisca al raggiungimento di quel benessere che è nei voti di tutti.

l'antenna

FIERA DELLE INDUSTRIE BRITANNICHE

LONDRA BIRMINGHAM

3 - 14 MAGGIO 1948

I visitatori della Fiera potranno ammirare i nuovi prodotti di circa 50 ditte e constatare come gli industriali inglesi abbiano creato...

APPARECCHI RADIO SPECIALI PER L'ESPORTAZIONE

La radio è stata una delle industrie britanniche che, a causa della guerra, si è andata sempre più specializzando, ha accelerato il lavoro di studio e di realizzazione, ha migliorato l'efficienza e la durata dei suoi prodotti, adattandoli ad ogni tipo di clima.

Il tempo finora trascorso è servito per mettere in pratica le lezioni apprese ed il 3 Maggio alla Fiera delle Industrie Britanniche circa 50 Ditte esporranno i loro prodotti. Il padiglione della radio si trova ad Olympia, Londra; a Birmingham, nel padiglione dell'elettricità, vi sarà

FOREIGN PRESS SERVICE - SERVICE PRESSE ÉTRANGERE

Rendiamo noto ai nostri lettori che abbiamo istituito un servizio per gli abbonamenti alle seguenti Pubblicazioni di Radio:

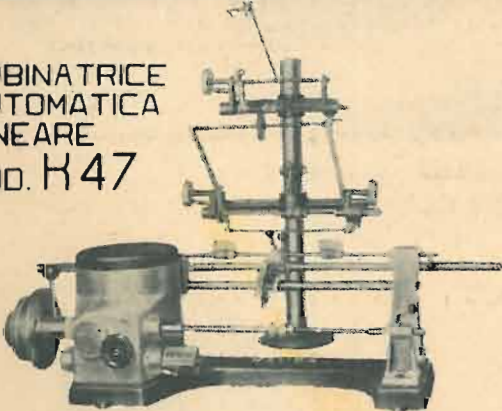
ASSOC. FOR EDUCATION BY RADIO JOURNAL	Doll.	3
BROADCASTING	»	8
COMMUNICATIONS	»	3
FREQUENCY MODULATION BUSINESS	»	4
INDUSTRIAL RADIOGRAPHY	»	6
INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS - Procedings	»	13
Q S T	»	4
LISTEN (Radio)	»	3,50
RCA REVIEW	»	2,40
RADIO	»	4
RADIO ELECTRONIC ENGINEERING	»	7
RADIO e TELEVISION WEEKLY	»	6
RADIO CRAFT	»	3,75
RADIO NEWS	»	5
RADIO TELEVISION JOURNAL	»	4
SCIENTIFIC AMERICAN	»	6
SERVICE (Radio)	»	3
TELEVISER	»	4
WIRELESS ENGINEERS	Lst.	1-12-0
WIRELESS WORLD	»	1- 0-0

Possiamo fornire qualsiasi pubblicazione periodica e non periodica.

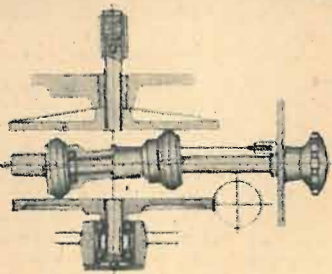
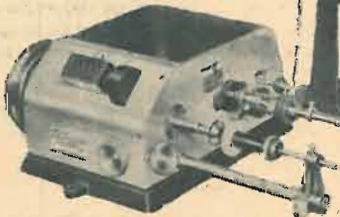
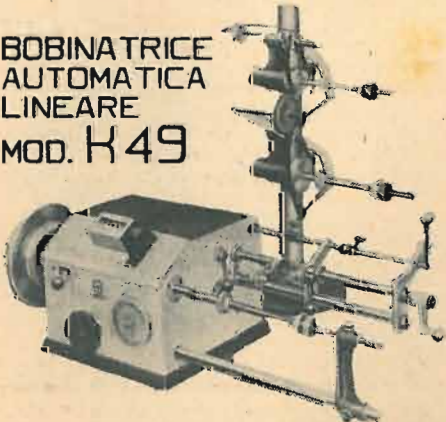
Inoltre, il nostro Servizio può fornire abbonamenti ai seguenti servizi di documentazione tecnica (mensili e settimanali):

— Centro di Documentazione Tecnica del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

— Engineering Index Service - New York.

— Ministère de l'air - Service de documentation et d'information technique.

— A.S.L.I.B. Association of special Libraries and information bureau - London.

Per qualsiasi richiesta, rivolgersi: (S.A.P.U.) - Ufficio pubblicità l'« Antenna » - Milano - Via Senato, 24 - Telef. 72.908.

SERVIZIO STAMPA ESTERA - ABBONAMENTI E PUBBLICITÀ

una dimostrazione dei nuovi processi elettronici industriali che hanno ora una parte tanto vitale nell'acceleramento e nel perfezionamento della produzione.

La maggior parte dei radio-ricevitori esposti sono stati concepiti in modo particolare per il mercato estero. Gamme d'onda, scale di sintonia, voltaggio, involucri ecc. saranno adattati ai Paesi a cui gli apparecchi sono destinati. Oltre ad apparecchi funzionanti esclusivamente con batterie a secco, vi saranno anche dei tipi che funzionano con batterie a 6 volt tipo automobile, per i luoghi in cui non esistono linee elettriche.

◆

MIGLIORAMENTO DELLE AUDIZIONI MUSICALI

Gli industriali inglesi si sono sempre vantati della qualità di riproduzione dei loro radio-riceventi e radiogrammofoni, sostenuti in questo da una richiesta sempre crescente di quanto di meglio si possa ottenere in fatto di musica.

Circuiti di alimentazione, pick-up leggeri per grammofoni, altoparlanti perfezionati che consentono teoricamente la riproduzione su tutta la gamma musicale (e certamente da 50 a 4.000 Hz) tutto contribuisce a creare un nuovo livello di fedeltà di riproduzione.

Negli stands saranno esposti altoparlanti ad alta fedeltà e, nel caso di tipi a magnete permanente, della più alta sensibilità. La recente produzione di speciali leghe magnetiche di acciaio ha consentito la realizzazione di magneti di altissima intensità di campo; perciò i fabbricanti di altoparlanti hanno alcuni interessanti modelli da offrire ai clienti.

Nel campo dei radio-grammofoni sono stati prodotti vari tipi di pick-up leggeri ad alta fedeltà, fra cui alcuni a puntine di zaffiro. Una o più Ditte esporranno apparecchiature per l'incisione dei dischi.

Nello stesso padiglione verranno esibiti apparecchi per l'amplificazione del suono, dal piccolo amplificatore portabile ai grandi e complessi impianti.

◆

PER GLI ASCOLTATORI ALL'ESTERO

La sintonia ad allargamento di banda consentirà in alcuni apparecchi un'ottima ricezione sulle onde corte per gli ascoltatori di altri Paesi. Generalmente le onde medie e lunghe vengono sintonizzate nella maniera normale mentre per le bande di metri 11, 13, 19 e così via vengono inseriti speciali avvolgimenti compensatori di permeabilità accordati da condensatori variabili di piccola capacità.

La piccola variazione di capacità fa sì che una gamma di sintonia di 1 metro o 2 venga allargata su tutta la scala. Usualmente queste piccole capacità vengono date da un normale condensatore multiplo di sintonia e le placche fisse vengono divise in due sezioni. Le sezioni di larga capacità usate per la sintonia delle onde medie e lunghe sono corto-circuitate durante la ricezione a banda allargata.

Fra le novità esposte alla Fiera vi sono: apparecchi radio ad orologeria, che si inseriscono e si escludono automaticamente ad ore predeterminate; radio-riceventi in miniatura; involucri in plastica delle forme e dei colori più svariati; nuovi tipi di apparecchi per automobili.

Verrà esposta tutta l'apparecchiatura per la trasmissione nei tipi già esportati in molte parti del mondo. Vi saranno alcuni stands con strumenti di misurazione e di verifica, fra cui alcuni portabili capaci di eseguire le stesse operazioni che un tempo potevano essere fatte solo in laboratorio. Alcune ditte esporranno dispositivi radar derivati dai tipi bellici ed altri completamente nuovi usati ora sui grandi velivoli moderni.

◆

ESTENSIONE DELLA TELEVISIONE

Alla Fiera delle Industrie Britanniche vi sarà anche un reparto televisione; gli apparecchi riceventi originariamente destinati a funzionare sul sistema di televisione inglese esistente possono essere adattati ad altri sistemi.

Oltre alle apparecchiature complete, saranno esposte anche parti di esse ed accessori, di cui molti realizzati durante la guerra. I condensatori di filtraggio, fra cui quelli elettrolitici, di piccole dimensioni per una data capacità e voltaggio, hanno nella maggior parte dei casi, una durata superiore a quella dei tipi più antiquati e più grossi. Vi sono trasformatori miniatura ed impedenze con nucleo di ferro da montarsi su piccolissime riceventi, apparecchi per sordi ecc.

Ditte specializzate esporranno valvole riceventi (tra cui alcune di dimensioni minuscole) e trasmittenti, nonchè tubi a raggi catodici che così larga applicazione hanno avuto durante la guerra nelle apparecchiature radar.

Tutti gli apparecchi e le loro parti destinati a Paesi con clima umido sono confezionati con speciali sistemi di isolamento e di chiusura ermetica degli involucri, in modo da poter sopportare le più diverse condizioni ambientali.

◆

NOTIZIE VARIE

Pare che in America si stia fabbricando l'apparecchio dell'avvenire per i costruttori d'auto. Schiacciando un bottone, il regolatore di sintonia si sposta automaticamente sul quadrante fino a incontrare il segnale più forte e si arresta su questo punto dando inizio alla trasmissione; se l'uditore non è soddisfatto della stazione scelta non ha che da schiacciare nuovamente il bottone: ricomincia lo scorrimento automatico fino alla rivelazione di altro accordo su altra stazione, e così via...

◆

Sta sviluppandosi attualmente negli Stati Uniti la trasmissione fac-simile. I grandi giornali si stanno tutti equipaggiando con tali apparecchiature che sono fornite dalla General Electric Co. E' nota l'importanza del facsimile per i quotidiani: permette la trasmissione di notizie commerciali, informazioni finanziarie, bollettini di Borsa. Il primo giornale che ha utilizzato il fac-simile è stato il « Miami Herald » ed in seguito a questo si sono installate simili apparecchiature a Des Maines (1 emittente e 3 ricevitori); Hartford (1 emittente e 4 ricev.); Atlanta (1 emittente e 10 ricev.); Baltimora (1 emitt. e 9 ricev.); Akron (1 emitt. e 10 ricev.); Saint Louis (1 emitt. e 10 ricev.); New Bedfort (1 emitt. e 6 ricev.); New York (2 emitt. e 11 ricev.); Washington (1 emitt. e 20 ricev.); e così a Philadelphia. A titolo di informazione sui relativi prezzi diremo che una emittente fac-simile costa 2000 dollari ed un ricevitore 200 dollari, se è da tavolo, e fino a 900 se si preferisce un modello completo in mobile contenente un ricevitore di radiodiffusione a modulazione di ampiezza e di frequenza.

◆

Crediamo utile segnalare la emissione di una frequenza campione di 2 MHz (150 m di lunghezza d'onda) dalla stazione da 350 W dell'Osservatorio d'Abinger nel Surrey (Inghilterra).

Questa emissione che permette la comparazione dei campioni di frequenza a quarzo, ha luogo dalle ore 10,58 alle 11.30.

Dei segnali ad onda portante non modulata sono emessi dalle ore 11 alle ore 11.15; poi dalle 11.15 alle 11.25 con segnali modulati a 1000 Hz; infine dalle 11.25 alle 11.30 si passa all'indicazione della correzione di frequenza per valori di 2 centomillionesimi circa.

◆

Si è realizzata attualmente in Inghilterra una linea ad altissima frequenza che, collegando Londra a Birmingham nei due sensi, permetterà la trasmissione di programmi di televisione, in nero ed a colori, sia su 1000 che su 405 linee. I primi piloni della « linea Hertziana » sono già montati a White Horse Hill. Le stazioni di prova emettitrici-ricevitrici, distanziate di 930 m, sono connesse con cavo. L'altezza dei fasci d'onda è tale che impedisce le perturbazioni dei parassiti industriali al suolo. In tre anni l'Inghilterra sarà coperta da questa rete Hertziana per trasmissioni televisive e comunicazioni telefoniche.

◆

Il centro di televisione di Mosca, costruito nel 1939 è stato restaurato nel 1945; esso comprende uno studio di 300 mq. convenientemente attrezzato. La ricezione è fatta per gran parte su televisori costruiti da dilettanti. Nuovi centri analoghi saranno prossimamente costruiti a Leningrad, Sverdlovst, Kiev e sono compresi nel piano quinquennale in corso.

◆

Una ordinazione di 400.000 valvole subminiatura è stata passata dallo Stato ai fabbricanti inglesi per poter equipaggiare gli amplificatori tascabili che dovranno esser distribuiti ai sordi. Per avere un'idea del piccolo volume di queste valvole basta pensare che un normale cucchiaio da minestra ne contiene sei...

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

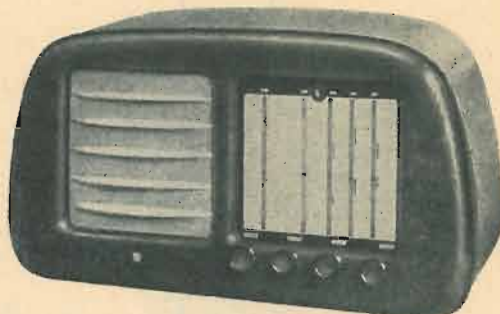
MILANO - VIA ANDREA DORIA, 33 - TELEFONO 266.107

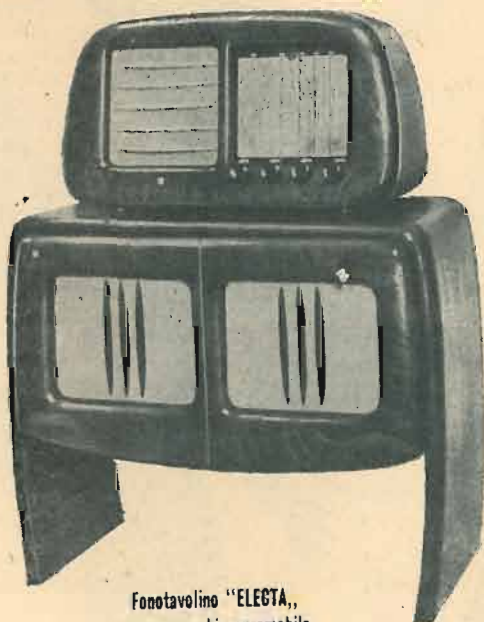
Presenta in occasione della XXVIª FIERA CAMPIONARIA DI MILANO

MODELLO 556 L

SUPERETERODINA 5 VALVOLE
5 GAMME D'ONDA

Induttore variabile - Stabilità su tutte le gamme - Altoparlante elettrodinamico - Alimentazione a corrente alternata per tensioni fra 110 e 220 Volt - Riproduzione fedele e potente - Controllo automatico di volume - Mobile elegantissimo.

MODELLO 656 L

SUPERETERODINA 6 VALVOLE (compreso occhio magico) - 5 GAMME D'ONDA

Induttore variabile - Stabilità su tutte le gamme - Altoparlante elettrodinamico - Alimentazione a corrente alternata per tensioni fra 110 e 200 Volt - Riproduzione fedele e potente - Regolatore di tono - Controllo automatico di volume - Mobile elegantissimo.

Fonotavolino "ELECTA,, per apparecchi sopramobile

MODELLO 656 L RF

SUPERETERODINA 6 VALVOLE (compreso occhio magico) - 5 GAMME D'ONDA

Realizzazione radiofonografica di qualità superiore - Altoparlante a grande cono - Stabilità su tutte le gamme - Regolatore di tono - Alimentazione a corrente alternata per le tensioni fra 110 e 220 Volt - Mobile di gran lusso - Alta fedeltà di riproduzione.

MODELLO 856 L RF

SUPERETERODINA 8 VALVOLE (compreso occhio magico) - 5 GAMME D'ONDA

Realizzazione radiofonografica di qualità superiore - Stadio finale in controfase e inversione elettronica - Altoparlante gigante a cono esponenziale - Stabilità su tutte le gamme - Regolatore di tono - Alimentazione a corrente alternata per le tensioni fra 110 e 220 Volt - Mobile di gran lusso con grande specchio frontale - L'apparecchio per l'amatore delle buona musica.

Acquistate le valvole FIVRE solo nella loro custodia di garanzia

IL CERVELLO DELLA VOSTRA RADIO

LA GARANZIA

IL PRODOTTO

Tipo 6Q7G

Il cervello della vostra radio

Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche Milano

6Q7 G FIVRE

Via Amedei, 8 - MILANO - Telefoni 16.030 - 86.035

l'antenna

MENSILE DI RADIOTECNICA

ANNO XX – N. 2-3 FEBBRAIO - MARZO 1948

DEDUZIONI ANALITICHE SULLE MODULAZIONI DI FASE E DI FREQUENZA

dott. ing. Mannino-Patané

Nel nostro precedente articolo (ved. N. 19-20/1947) accennammo che alcuni particolari della modulazione di frequenza, specie se ottenuta attraverso la modulazione di fase, risaltano con evidenza mediante un esame analitico. Ci accingiamo a fare questo esame sorvolando su diversi passaggi per non appesantire eccessivamente la nostra esposizione.

1. — *Alcuni cenni sulla modulazione di ampiezza.*

Una corrente portante, o, più genericamente, un'oscillazione sinusoidale, è rappresentata dalla relazione $i_p = I_{po} \operatorname{sen} \alpha$, dove i_p valore istantaneo della corrente, I_{po} è il valore massimo. E' pure $\alpha = \omega_p t + \varphi$, dove ω_p (uguale a 2π volte la frequenza della corrente sinusoidale) è la cosiddetta pulsazione e φ la fase. L'oscillazione è rappresentabile da un vettore di modulo (od ampiezza) I_{po}, rotante con velocità costante ω_p e con angolo di fase iniziale φ rispetto all'asse di riferimento. La proiezione del vettore sulla normale all'asse accennato (di riferimento delle fasi), passante per l'origine, dà il valore istantaneo della grandezza variabile.

Generalmente s'immagina che la portante sinusoidale venga modulata di ampiezza da un'altra sinusoide di frequenza minore, ossia di pulsazione ω_m. In pratica si tratterà di un'oscillazione di bassa frequenza, che si può sempre scomporre, con lo sviluppo in serie di Fourier, in una somma di oscillazioni sinusoidali. Per semplificazione si considera una sola di queste componenti. Modulando, dunque, la portante con corrente sinusoidale di pulsazione ω_m l'ampiezza della portante varia secondo la relazione:

$$I_{pm} = I_{po} (1 + m_a \operatorname{sen} \omega_m t),$$

ciò supponendo che la modulazione si inizi all'istante $t = 0$ (con ciò si evita un ulteriore termine costante e, d'altra parte, uno spostamento dell'origine degli assi, essendo il fenomeno periodico, non influisce sulla interpretazione fisica di questo). La relazione significa che l'ampiezza iniziale I_{po} della corrente portante viene fatta variare secondo una legge sinusoidale, fra i valori estremi $I_{po} - m_a I_{po}$ ed $I_{po} + m_a I_{po}$ (ved. fig. 1). Il fattore m_a, che deve essere tenuto minore od al massimo eguale ad 1 per evitare distorsioni, esprime, moltiplicato per 100, la « percentuale o la profondità di modulazione ».

Chiamando con i_{pm} la portante modulata si potrà scrivere:

$$i_{pm} = I_{pm} \operatorname{sen} \alpha = I_{po} [\operatorname{sen} (\omega_p t + \varphi) + m_a \operatorname{sen} \omega_m t \operatorname{sen} (\omega_p t + \varphi)] ;$$

dalla quale si desume che il vettore $k_a = m_a I_{po}$, che rappresenta la massima deviazione d'ampiezza prodotta dal modulatore, è in fase col vettore I_{po} e può chiamarsi « indice di modulazione d'ampiezza », indipendente dalla frequenza. L'ultima espressione si può scrivere:

$$i_{pm} = I_{po} \left[\operatorname{sen} (\omega_p t + \varphi) + (1/2)\, m_a \cos [(\omega_p - \omega_m)\, t + \varphi] - (1/2)\, m_a \cos [(\omega_p + \omega_m)\, t + \varphi] \right] .$$

L'onda i_{pm} modulata da una oscillazione sinusoidale di frequenza f_m risulta eguale alla somma di tre correnti aventi diverse frequenze: la prima, rappresentata dalla funzione $I_{po} \operatorname{sen} \omega_p t$, ha frequenza f_p ed ampiezza I_{po}, ossia è eguale alla corrente portante non modulata; la seconda, costituita dalla funzione $(1/2)\, m_a I_{po} \cos [(\omega_p - \omega_m)\, t + \varphi]$, ha ampiezza $m_a I_{po}/2$ e frequenza $f_p - f_m$ e rappresenta la cosiddetta prima banda laterale (o inferiore) di modulazione; la terza, che s'identifica con la seguente funzione $(1/2)\, m_a I_{po} \cos [(\omega_p + \omega_m) + \varphi]$, ha la stessa ampiezza della precedente funzione $(= m_a I_{po}/2)$, ma frequenza $f_p + f_m$ e costituisce la seconda banda (quella superiore) di modulazione.

Nella fig. 1 riportiamo la rappresentazione grafica di un'onda sinusoidale modulata di ampiezza da un'altra onda sinusoidale, con profondità di modulazione minore del 100%. Nella figura abbiamo indicate alcune grandezze.

Se si considerano tutte le componenti sinusoidali di una oscillazione modulante qualsiasi, non sinusoidale, per ognuna di esse si ha una coppia di frequenze laterali (una inferiore e l'altra superiore). Tutte insieme costituiscono le bande laterali di modulazione.

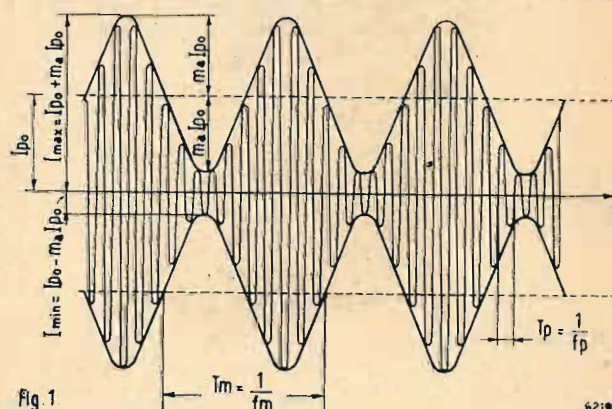



Fig. 1 - *Rappresentazione grafica di un'onda portante sinusoidale modulata di ampiezza da altra onda sinusoidale di frequenza minore, per profondità di modulazione minore del 100 % ($m_a < 1$).*

Se $f_{m\,max}$ è la più elevata frequenza di modulazione, l'oscillazione occuperà la banda di frequenze che si estende fra $f_p - f_{m\,max}$ e $f_p + f_{m\,max}$. Le frequenze comprese in questa banda debbono essere riprodotte fedelmente in ampiezza e fase da tutti i circuiti del trasmettitore e del ricevitore attraverso i quali l'oscillazione modulata deve passare. Fisicamente si ha una successione di valori istantanei dell'oscillazione in parola, ma è ammesso studiare il problema come se coesistessero le varie oscillazioni sinusoidali componenti.

Esaminando la relazione riportata rileviamo ancora che l'energia corrispondente alla portante è proporzionale ad I_{po}^2, quella corrispondente al segnale è la somma delle

energie contenute nelle bande laterali, ossia è proporzionale a $2(m_a I_{po}/2)^2 = m_a^2 I_{po}^2/2$. Per modulazione al 100% ($m_a = 1$) l'energia corrispondente al segnale è la metà di quella della portante, essendo proporzionale a $I_{po}^2/2$.

2. — *La modulazione di fase.*

Nella modulazione di fase la corrente portante è ancora rappresentata dalla relazione $i_p = I_{po} \text{ sen } \alpha$ ed è sempre $\alpha = \omega_p t + \varphi$, ma ora I_{po} è indipendente dal tempo, ma non lo è φ, vale a dire il segnale a radiofrequenza è rappresentabile da un'oscillazione sinusoidale di ampiezza costante e di fase variabile. Con detta modulazione, se ha luogo sinusoidalmente, il vettore rappresentativo, la cui pulsazione ω_p, in assenza di modulazione, è costante, ruota di angoli ai quali vengono aggiunte differenze di fase variabili con legge sinusoidale, in modo che l'angolo percorso dall'istante $t = 0$ all'istante generico t sia $\omega_p t + \varphi(t)$; ossia che φ vari secondo la legge (chiamando sempre con ω_m la pulsazione del vettore modulante):

$$\varphi_m(t) = \varphi_o (1 + m_\varphi \text{ sen } \omega_m t),$$

che è eguale alla legge di variazione dei valori di I_{po} nella modulazione di ampiezza. Il fattore m_φ, che corrisponde al fattore m_a della modulazione di ampiezza, proporzionale anch'esso all'ampiezza del segnale modulante, può, però, essere maggiore di 1. Sarà dunque:

$$i_{pm} = I_{po} \text{ sen } [\omega_p t + \varphi_m(t)] = I_{po} \text{ sen } [(\omega_p t + \varphi_o) + k_\varphi \text{ sen } \omega_m t],$$

dove $k_\varphi = m_\varphi \varphi_o$ rappresenta la massima deviazione, o scarto, di fase, misurata in radianti, prodotta dal dispositivo modulatore e costituisce l'« indice di modulazione di fase ». Tale indice, come k_a, è indipendente dalla frequenza, ma è proporzionale a m_φ e quindi all'ampiezza della tensione modulante.

La velocità effettiva angolare *istantanea* del vettore che rappresenta la grandezza alternativa (ossia l'accelerazione) è data dalla « pulsazione istantanea » effettiva $\omega_{pi} = d\alpha/dt$ (1), alla quale corrisponde la « frequenza istantanea » $\omega_{pi}/2\pi$ (la quale si ricava, dunque, derivando rispetto a t l'argomento della funzione sinusoidale e dividendo per 2π), ossia:

$$\omega_i = \frac{d[\omega_p t + \varphi_m(t)]}{dt} = \omega_p + m_\varphi \varphi_o \omega_m \cos \omega_m t = \omega_p \left(1 + \frac{\omega_m}{\omega_p} k_\varphi \cos \omega_m t\right).$$

Per contro, se la frequenza istantanea è variabile, anche l'angolo di fase è variabile da istante ad istante, per cui sarà:

$$\alpha = \int \omega_p dt + \varphi_m(t).$$

Alla modulazione di fase corrisponde una modulazione equivalente di frequenza:

$$f(t) = (\omega_p + m_\varphi \varphi_o \omega_m \cos \omega_m t)/2\pi = f_p + k_\varphi f_m \cos \omega_m t,$$

ossia corrisponde uno scarto massimo di frequenza $f_m k_\varphi$ tanto maggiore quanto più alta è la frequenza di modulazione f_m e costituisce il carattere distintivo più importante nei confronti della modulazione di frequenza. Se facciamo eguale a 15000 Hz la più alta frequenza di modulazione f_m, eguale a 75 kHz il massimo scarto di frequenza ammesso $f_m k_\varphi$ e supponiamo costante la tensione modulante, il massimo valore dello scarto di fase k_φ sarà eguale a 5 radianti (75000/15000). Per questo valore di k_φ, mentre con una frequenza modulante di 15 kHz si ha uno scarto massimo di frequenza $f_m k_\varphi$ di 75 kHz, a 50 Hz lo scarto di frequenza si riduce a 250 Hz (ossia $f_m k_\varphi = 50 \times 5 = 250 = 75000 \times 50/15000$).

Per deviazione di frequenza si deve intendere sempre la deviazione della frequenza istantanea, essendo la frequenza variabile nel tempo.

3. — *La modulazione di frequenza.*

Nella modulazione di frequenza è variabile ω_p secondo la relazione:

$$\omega_{pm} = \omega_{po}(1 + m_f \cos \omega_m t),$$

nella quale al posto del seno figura il coseno per facilitare il calcolo (ossia, si suppone che nell'istante $t = 0$ la modulazione sia già iniziata).

Per la definizione data della « pulsazione istantanea » nella modulazione di fase è ora:

$$\alpha = \int_0^t \omega_{pm} dt + \varphi(t) = \omega_{po} t + \frac{\omega_{po} m_f}{\omega_m} \text{ sen } \omega_m t + \varphi_o,$$

perciò:

$$i_{pm} = I_{po} \text{ sen } \alpha = I_{po} \text{ sen } [(\omega_{po} t + \varphi_o) + k_f \text{ sen } \omega_m t].$$

dove $k_f = m_f (\omega_{po}/\omega_m) = m_f (f_{po}/f_m)$ è l'indice di modulazione di frequenza.

Il prodotto $m_f f_{po}$ rappresenta la massima deviazione di frequenza prodotta dal modulatore, dipendente, non dalla frequenza, ma dall'intensità di modulazione.

CONSIDERAZIONI SULLA MODULAZIONE DI FASE E SU QUELLA DI FREQUENZA

Dal confronto delle due relazioni di i_{pm} ricavate per la modulazione di fase e per quella di frequenza si deduce che valgono le stesse formule, salvo la sostituzione di k_f con k_φ e viceversa. Analogamente a quanto si trovò per la modulazione di fase, nella modulazione di frequenza si ha una modulazione equivalente di fase, in quadratura con la modulazione di frequenza, di ampiezza:

$$k_\varphi = k_f = m_f f_{po}/f_m,$$

secondo cui, a parità di $m_f f_{po}$, e quindi dell'ampiezza del segnale modulante, dalla quale $m_f f_{po}$ dipende, l'indice di modulazione, che nella modulazione di fase si mantiene costante, nella modulazione di frequenza varia in ragione inversa di f_m.

L'indice k_f ha un'importanza fondamentale per la struttura dello spettro di modulazione. Se si pone $k_f = 5$, a 15000 Hz, a parità di intensità del segnale modulante, e quindi di $m_f f_{po}$ (= 75 kHz), l'indice di modulazione di fase ossia lo scarto di fase, a 50 Hz diventa di 1500 radianti (= 75000/50).

Se non si conosce la funzione modulante, non è possibile dire se un'oscillazione del tipo $i_{pm} = I_{po} \text{ sen } (\omega_p t + \varphi)$ è modulata di frequenza oppure di fase. Se la funzione modulante è invece nota, possiamo dire che se *l'oscillazione è modulata di frequenza, la fase risulterà modulata con la funzione integrale della funzione modulante, se l'oscillazione è modulata di fase, la frequenza risulterà modulata con la funzione derivata della funzione modulante.*

Solo nel caso di una modulazione sinusoidale pura l'indice di modulazione di frequenza k_f coincide con l'indice di modulazione di fase, ossia con lo scarto di fase. Se sono presenti contemporaneamnte diverse componenti sinusoidali di modulazione, ad ognuna corrisponderà il proprio indice di modulazione di frequenza e l'indice di modulazione di fase risulterà dalla combinazione dei singoli scarti di fase. Inoltre (sempre nel caso di modulazione sinusoidale pura) la forma della modulazione tanto della fase quanto della frequenza risulta, come abbiamo visto, per entrambe la stessa, sia che con la tensione modulante si agisca sulla prima, sia che si agisca sulla seconda, poichè la derivata e l'integrale del seno è il coseno e viceversa. Se consideriamo invece una modulazione con legge rettangolare (ved. fig. 2), la deformazione dell'onda è diversa a seconda si moduli di fase o di frequenza. Infatti nella modulazione di fase si vericano bruschi cambiamenti di fase, mentre nei due semiperiodi la frequenza rimane la stessa; nella modulazione di frequenza si ha un brusco aumento di frequenza nel primo semiperiodo e la fase cresce linearmente,, una brusca diminuzione di frequenza nel periodo successivo e la fase decresce linearmente. Si dimostra che il massimo scarto di fase è:

$$k_\varphi = 1{,}57 \; k_f.$$

Sia l'onda modulante trapezioidale, che è la risultante di un gran numero, teoricamente infinito, di componenti si-

(1) E' noto che, quando un vettore ruota con velocità angolare variabile, la rapidità con cui questa velocità varia è rappresentata da altro vettore detto « accelerazione », che è la derivata della velocità angolare rispetto al tempo.

nusoidali. La modulazione si inizi in un punto in cui $i_m = 0$ (ved. fig. 3).

Nell'intervallo A_1-A_2 per la modulazione di fase è $\varphi_m(t) = m_1 t$, perciò è $i_{pm} = I_{po}$ sen $(\omega_p + m_1) t$; la frequenza nel punto A_1 passa dal valore di $\omega_p/2\pi$ al valore di $(\omega_p + m_1)/2\pi$ e rimane costante nel predetto intervallo A_1-A_2. In A_2 la fase è avanzata di un angolo $m_1 (A_2\text{-}A_1)$ radianti. Nell'intervallo A_2-A_3 la fase rimane costante sul valore che aveva in A_2, mentre la frequenza riprende il valore $\omega_p/2\pi$ primitivo. Nell'intervallo A_3-A_4 la fase ritarda progressivamente e la frequenza acquista il valore costante $(\omega_p - m_1)/2\pi$ fino a che in A_4 si ha nuovamente la portante non modulata. Alla fine dell'intervallo A_1-A_2 la fase potrebbe avanzare esattamente di un multiplo di 2π radianti, allora nell'intervallo A_2-A_3 l'onda modulata coinciderebbe, come andamento, con quella non modulata e nessuna misura potrebbe notare la differenza fra le due onde.

Per la modulazione di frequenza nell'intervallo A_1-A_2 è $\omega_{pm} + m_2 t$; $\alpha = \int (\omega_{po} + m_2 t)\, dt = \omega_{po} t + m_2 t^2/2$ da cui $i_{pm} = I_{po}$ sen $(\omega_{po} + m_2 t/2) t$, ossia la frequenza aumenta continuamente per tutto il tratto. In A_2 essa diventa $[\omega_{po} + m_2 (A_2\text{-}A_1)/2]/(2\pi)$ che resta costante da A_2 ad A_3. Nell'intervallo A_3-A_4 la frequenza diminuisce gradualmente fino a riprendere in A_4 nuovamente il valore della portante modulata.

Riepilogando: nella modulazione di ampiezza varia l'ampiezza delle oscillazioni, ma i passaggi per lo zero avvengono ad intervalli di tempo eguali, nella modulazione di fase o di frequenza, l'ampiezza delle oscillazioni rimane costante, ma le singole onde accelerano, addensandosi, e ritardano, rarefacendosi, nel tempo.

ESAME DELLA COSTITUZIONE SPETTRALE DI UNA OSCILLAZIONE MODULATA SINUSOIDALMENTE DI FASE O DI FREQUENZA (2)

Lo sviluppo in serie di Fourier della relazione della i_{pm} che rappresenta un'oscillazione modulata sinusoidalmente di frequenza o di fase risulta il seguente, avvertendo che si usa indifferentemente k_f per k_φ o k_f:

$$i_{pm} = I_{po} \left[J_0(k_f) \text{ sen } \omega_p + \right.$$
$$+ J_1(k_f) [\text{sen } (\omega_p + \omega_m) t - \text{sen } (\omega_p - \omega_m) t] +$$
$$+ J_2(k_f) [\text{sen } (\omega_p + 2\omega_m) t + \text{sen } (\omega_p - 2\omega_m) t] +$$
$$+ J_3(k_f) [\text{sen } (\omega_p + 3\omega_m) t - \text{sen } (\omega_p - 3\omega_m) t] + \ldots.$$

in cui i coefficienti J_0, J_1, J_2, J_3, ..., sono le funzioni di Bessel di prima specie, di ordine 0, 1, 2, 3, ..., il cui valore numerico dipende dall'argomento (k_f), che è l'indice di modulazione. I valori delle funzioni di Bessel possono essere trovati con l'ausilio di tabelle e grafici.

L'esame, mediante lo sviluppo riportato, della costituzione spettrale dell'oscillazione presa in esame fa risaltare la differenza fisica sostanziale fra le due modulazioni: che, per una stessa intensità del segnale modulante, il numero e le ampiezze delle frequenze laterali sono indipendenti dalla frequenza modulante nella modulazione di fase e non lo sono nella modulazione di frequenza.

In ambedue le modulazioni accennate le frequenze laterali sono *teoricamente* infinite. Se f_p è la frequenza portante ed f_m quella modulante, le frequenze delle componenti laterali sono $f_p \pm f_m$, $f_p \pm 2 f_m$, $f_p \pm 3 f_m$, ... Però le componenti laterali ad una certa distanza dalla portante, diventano praticamente trascurabili; ma la banda totale non è mai minore del maggiore dei valori di $2\, m_f f_{po}$ o $2 f_m$.

L'ampiezza della componente a frequenza portante diminuisce, variando in funzione dell'indice di modulazione, come la funzione J_0 di Bessel. Per es., per $k_f = 1$ (corri-

(2) Le frequenze laterali (teoricamente infinite) di un'oscillazione modulata di frequenza o di fase sono rappresentate graficamente dal cosiddetto « spettro di righe », ossia mediante ordinate (righe), di altezza proporzionale all'ampiezza delle singole frequenze laterali e tracciate in corrispondenza dei valori dell'ordine delle frequenze stesse (ossia in corrispondenza di... $f_p - 3 f_m$, $f_p - 2 f_m$, $f_p - f_m$, f_p, $f_p + f_m$, $f_p + 2 f_m$, $f_p + 3 f_m + \ldots$). Lo spettro di righe è discontinuo e la differenza fra due righe consecutive di ciascuno spettro è costante ed eguale ad f_m.

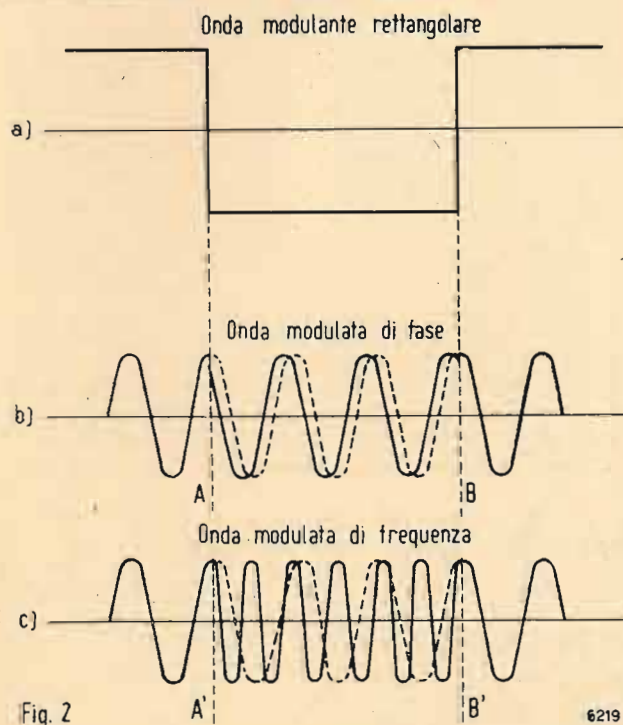



Fig. 2 - a) *onda modulante rettangolare;* b) *onda portante sinusoidale modulata di fase dall'onda rettangolare* a) [*in* A *ed in* B *brusco cambiamento di fase; fra* A *e* B *la frequenza dell'onda modulata di fase è eguale a quella dell'onda portante*]; c) *onda portante sinusoidale modulata di frequenza dall'onda rettangolare* a) [*in* A' *brusco aumento di frequenza e fase crescente linearmente; in* B' *brusca diminuzione della frequenza e fase decrescente linearmente*].

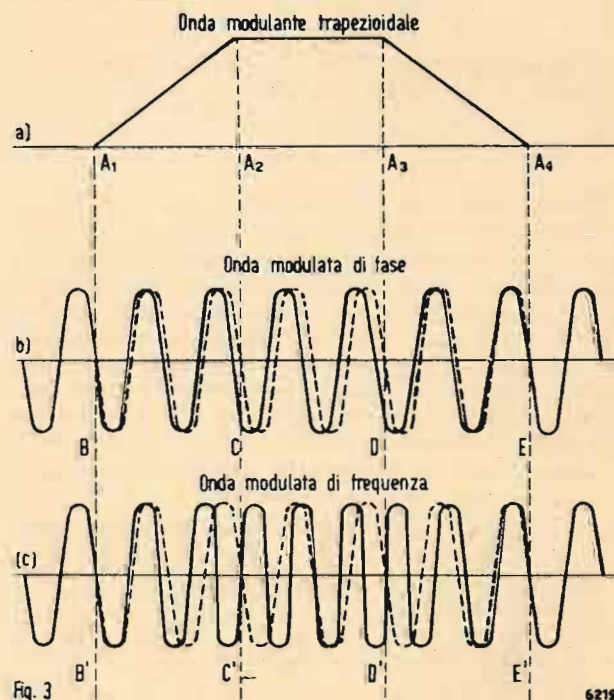



Fig. 3 - a) *onda modulante trapezioidale;* b) *onda portante sinusoidale modulata di fase dall'onda trapezioidale* a) [*fra* B *e* C *fase crescente e frequenza costante maggiore di quella della portante fra* C *e* D *fase come in* C *e frequenza eguale a quella della portante; fra* D *ed* E *fase decrescente e frequenza minore di quella della portante; in* E *si ritorna alla portante non modulata*]; c) *onda sinusoidale modulata di frequenza dall'onda trapezioidale* a) [*fra* B' *e* C' *frequenza crescente linearmente; fra* C' *e* D' *frequenza costante come in* C'; *fra* D' *ed* E' *frequenza decrescente linearmente*] (*ved. testo*).

spondente, per es.. a $m_f f_{po}$ = 10 kHz ed a f_m = 10 kHz) l'ampiezza della portante si riduce a 0,765 del valore in assenza di modulazione; per k_f = 2,40 la portante si annulla ed inverte poi il segno (ossia la fase), poi si annulla ancora per k_f = 5,52, oppure = 8,63, oppure = 11,79, ecc.

Supponiamo di modulare sinusoidalmente una portante di frequenza e di fase in modo da provocare nel primo caso una deviazione massima di frequenza di ± 75 kHz ed avere una k_f = 5 per f_m = 15 kHz, e nel secondo caso sia k_φ = 5 radianti, ossia si dia al segnale un'ampiezza tale da permettere una variazione di fase di ±5 radianti = ±286,5° (essendo 1 radiante = 57,3°). Con indici di modulazione eguali ed eguale f_m, le due modulazioni danno due spettri di frequenze eguali. Variando f_m, gli spettri variano sensibilmente. Nella modulazione di fase, se rimane costante k_φ, e quindi l'intensità del segnale, rimangono costanti pure numero ed ampiezze delle frequenze laterali; però al diminuire di f_m diminuisce il canale richiesto dalla trasmissione. Nella modulazione di frequenza, al diminuire di f_m aumenta $k_f = m_f f_{po}/f_m$, se $m_f f_{po}$ rimane costante, perchè si suppone invariabile l'ampiezza della tensione modulante. L'aumento di k_f provoca un aumento del numero di frequenze laterali, nello stesso tempo, dato il particolare aumento delle funzioni di Bessel, l'inviluppo della portante e delle frequenze laterali, per un determinato valore di f_m, non ha lo stesso andamento dell'inviluppo per altro valore di f_m. La larghezza del canale richiesto dalla trasmissione diminuisce molto meno che nella modulazione di fase, poichè il ravvicinamento fra le frequenze successive è compensato, in parte, dall'aumento del loro numero.

Va considerato che le componenti laterali sono sempre a coppie, ossia la componente di ordine ennesimo di frequenza $f_p - nf_m$ si accompagna con la componente $f_p + nf_m$. La risultante di ciascuna coppia è un'oscillazione di frequenza f_p, la cui ampiezza varia con legge sinusoidale con frequenza nf_m. Ai due vettori rotanti in senso opposto si sostituisce un vettore alternativo. Combinando a coppie le componenti laterali di modulazione, lo sviluppo in serie di Fourier può scriversi:

$$i_{pm} = I_{po} \left[J_0(k_f) \operatorname{sen} \omega_p t + [2J_1(k_f) \operatorname{sen} \omega_m t] \cos \omega_p t + \right.$$
$$\left. + [2J_2(k_f) \cos 2\omega_m t] \operatorname{sen} \omega_p t + \dots \right. ,$$

ossia le coppie d'ordine dispari danno luogo ad una risultante in quadratura con l'onda portante, il cui vettore, componendosi con il vettore che rappresenta l'onda portante, produce un pendolamento del vettore risultante, ossia una modulazione di frequenza. La risultante delle coppie d'ordine pari è in fase con l'onda portante e produce una variazione di ampiezza di questa.

Tengasi presente che la rappresentazione vettoriale di un'onda modulata sinusoidalmente di frequenza o di fase deve essere ovviamente la stessa per ambedue le modulazioni. Inoltre il vettore rappresentativo dell'onda modulata deve mantenere, istante per istante, invariata la sua ampiezza, poichè costante rimane l'ampiezza dell'onda modulata. Si avrà perciò, in dipendenza di quanto accennato, un certo numero di vettori rappresentanti, sia l'onda portante, di ampiezza massima $I_{po}J_0(k_f)$, — tenuto conto che k_f rappresenta indifferentemente k_f o k_φ — sia le componenti laterali, positive alcune, negative altre, altre ancora in fase od in opposizione di fase, a seconda del loro ordine, e ciò fino alla chiusura del poligono vettoriale [precisamente si avrà: il primo vettore componente, di ordine dispari, in quadratura, con il vettore portante, di valore massimo $2I_{po}J_1(k_f)$ e di valore istantaneo $2I_{po}J_1(k_f) \operatorname{sen} \omega_m t$, il secondo, di ordine pari, in fase — od in opposizione — col vettore portante, di ampiezza massima $2I_{po}J_1(k_f)$ e di valore istantaneo $2I_{po}J_2(k_f) \cos \omega_m t$, il terzo in quadratura (positivo o negativo) e così via]. Ne deriva che, nella modulazione di fase, affinchè l'estremità libera del vettore risultante cada sempre su di un cerchio, più numerose debbono essere le componenti laterali quando maggiori sono gli spostamenti di fase.

Nella modulazione di fase, contenendo la variazione dell'angolo di fase entro i ±30° circa, l'ampiezza della portante si può ritenere costante e quella delle prime due bande laterali aumenta in modo quasi esattamente proporzionale all'indice di modulazione k_φ, cioè all'ampiezza del segnale modulante. Inoltre le seconde componenti laterali hanno un'ampiezza minima e le successive ampiezze praticamente trascurabili. Conseguentemente il canale complessivo trasmesso si può ritenere di larghezza uniforme ed eguale a quella corrispondente alle sole prime bande laterali. Queste condizioni sono simili a quelle che si verificano nella modulazione di ampiezza, e ci si può basare su quest'ultima per eseguire una modulazione di fase. Lo spettro, però, differisce da quello di ampiezza perchè la coppia delle prime componenti laterali è in quadratura, anzichè in fase, con la componente a frequenza portante. Basta pertanto rotare, nell'onda modulata di ampiezza, il vettore di modulazione di 90° rispetto al vettore portante; però il rapporto di grandezza dei due vettori deve essere tale che, dopo l'accennata rotazione, l'angolo fra la risultante e la direzione primitiva non deve superare i ±30°.

Ne consegue che, a parità di tensione del segnale, lo spostamento di fase del vettore risultante dev'essere tanto minore quanto maggiore è la frequenza. Se la frequenza modulante è compresa fra 30 e 15000 Hz, lo spostamento di fase dovrà essere di 30° a 30 Hz e di 0,006° a 15000 Hz (30°×30/15000) e per k_φ si hanno rispettivamente i valori di 0,52 (30°/57,3) e di 0,001 (0,06°/57,3) radianti.

Se la deviazione massima è di ±75 kHz, a 30 Hz, l'indice di modulazione di frequenza k_f = 75000/30 = 2500. Perchè k_φ sia = 2500 occorre moltiplicare 0,52 per 4807: con f_m = 15000 Hz e k_f = 5 (= 75000/15000) per avere k_φ = 5 occorre moltiplicare 0,001 per 5.000. Se ricorressimo ad una moltiplicazione di 3072, per contenere lo spostamento massimo di fase in ±30°, la f_m più bassa dovrà essere di 47 Hz (3072×0,52 = 1597,44; 75000/47 = 1597,44); la massima deviazione sarà di 73725 Hz (0,52×47/15000 = = 0,0016 radianti); 3072×0,0016 = 4,915 radianti: k_f = = 73725/15000 = 4,915.

Se la variazione dell'angolo di fase oltrepassa i ±30°, incide un numero di frequenze laterali sempre maggiore: diventa allora più esteso il canale delle frequenze trasmesso; varia l'ampiezza della portante e le ampiezze delle singole bande laterali diventano sempre meno proporzionali

a k_φ, ossia al segnale applicato. Per determinati valori di k_φ, la portante e certe frequenze laterali aumentano considerevolmente. L'ampiezza ed il numero delle frequenze laterali trasmesse è, in ogni caso, indipendente dalla frequenza del segnale modulante.

Nella modulazione di frequenza, fra l'altro, poichè l'indice di modulazione è inversamente proporzionale alla frequenza modulante, come si è visto, va tenuto conto, per determinare il numero e le ampiezze delle frequenze laterali trasmesse, anche della frequenza e non soltanto dell'ampiezza del segnale modulante.

Precisiamo che se $k_f < 0{,}2$ (per cui lo scarto massimo $m_f f_{po}$ risulta molto minore della frequenza di modulazione f_m) si ha ampiezza della portante quasi costante e praticamente la sola coppia delle due prime componenti laterali di ampiezza $(1/2)\, k_f I_{po}$, con spettro quindi identico, in fatto di frequenze ed ampiezze delle componenti, a parte la differenza nelle fasi, a quello che si avrebbe in una modulazione di ampiezza con profondità di modulazione $m_a = k_f$. Se $k_f = \sim 1$, l'ampiezza delle componenti laterali è minore dell'ampiezza della portante (che è, come abbiamo visto, eguale a 0,765 del valore in assenza di modulazione) e decresce uniformemente col crescere del numero d'ordine, ossia coll'aumentare della distanza dalla portante, essendo:

$$J_1(k_f) = 0{,}440; \quad J_2(k_f) = 0{,}115; \quad ......$$

Per $k_f > 1$ l'inviluppo delle componenti ha l'andamento di un'oscillazione cosinusoidale smorzata, vale a dire, l'ampiezza delle componenti laterali col crescere del numero d'ordine delle medesime, passa per massimi e minimi per poi tendere a zero. Per $k_f = 9$ raggiungono la massima ampiezza le componenti di 7° ordine (di frequenza $f_{po} \pm 7\, f_m$). D'altra parte si hanno componenti di ampiezza non trascurabile di ordine maggiore di k_f; così si può ritenere che per $k_f = 5$ la banda totale di frequenze necessarie sia $2 \times 8\, f_m$ (e non $2 \times 5\, f_m$), per $k_f = 10$ la banda totale, sia $2 \times 14\, f_m$, per $k_f = 24$, sia $2 \times 30\, f_m$. Per valori di k_f molto elevati la larghezza risulta praticamente eguale a $2\, m_f f_{po}$: per es. per $m_f f_{po} = 75$ kHz, $f_m = 50$ Hz, per cui $k_f = 1500$, la larghezza della banda, nella quale è contenuta la maggior parte dell'energia dello spettro, è di 150 kHz. Partendo dalla portante, le coppie d'ordine pari hanno pressappoco il medesimo valore, lo stesso dicasi per quelle di ordine dispari; in prossimità degli estremi della banda l'ampiezza delle componenti aumenta e poi tende rapidamente a zero.

Praticamente la banda varia, dunque, in larghezza al variare della frequenza modulante e per una stessa deviazione massima è richiesta una banda più larga per frequenze modulanti più elevate, ossia per indici di modulazione di valore minore.

Nella modulazione predetta lo spostamento di fase del vettore risultante raggiunge migliaia di gradi per ogni semionda del segnale modulante. L'indice di modulazione deve necessariamente essere alle frequenze più basse, molto grande, per cui vi saranno molte frequenze laterali ed il canale impiegato in trasmissione sarà molto largo. L'essenziale è che la variazione della frequenza sia proporzionale all'ampiezza del segnale.

Per quanto precede si è costretti adoperare portanti di alta frequenza (non meno di 40÷45 MHz) con deviazione massima di ±75 kHz.

Comunque se dalla modulazione di fase si vuole passare a quella di frequenza, bisogna che l'indice di modulazione $k_\varphi = m_\varphi\, \varphi_o$ diventi inversamente proporzionale alla propria frequenza. Per ottenere il passaggio dalla modulazione di frequenza a quella di fase occorre rendere l'indice di modulazione di frequenza $k_f = m_f\, (f_{po}/f_m)$ indipendente dalla frequenza modulante, ossia che l'ampiezza del segnale sia direttamente proporzionale alla propria frequenza.

LA PERCENTUALE DI MODULAZIONE NELLA MODULAZIONE DI FASE ED IN QUELLA DI FREQUENZA.

La differenza fondamentale fra le modulazioni di fase e di frequenza accennate entra in gioco nella definizione del significato della percentuale di modulazione. Nella modulazione di fase la percentuale predetta può definirsi, secondo il Roder, col rapporto:

$$\frac{\text{ampiezza delle prime due bande laterali} \times 2}{\text{ampiezza della portante}} \times 100$$

in analogia con la modulazione di ampiezza:

$$100 \times [1/2\, (m_a I_{po}) \times 2] / I_{po} = 100\, m_a\,.$$

Il rapporto è variabile da 0 a ∞ a seconda dell'indice di modulazione e non dipende dalla bassa frequenza modulante. La proporzionalità fra la percentuale di modulazione e l'ampiezza del segnale applicato — che sussiste nella modulazione di ampiezza — nella modulazione di fase si ha per k_φ minore di 25°, cui corrisponde una bassa percentuale di modulazione; per $k_\varphi = 30°$ la percentuale è del 55%; questa raggiunge il 100% per $k_\varphi = 52°$, ma a questo punto la deviazione della proporzionalità è del 10% (mentre per $k_\varphi = 30°$ è del 2÷3%). Per k_φ molto maggiore di 52° la proporzionalità non sussiste nemmeno approssimativamente. La percentuale di modulazione come sopra definita ha dunque significato finchè non sorpassa il 100% ($k_\varphi = 52°$).

Nella modulazione di frequenza, nel caso di suono o di parola, non ha senso parlare di percentuale di modulazione in base al rapporto indicato, poichè l'ampiezza delle prime due bande laterali varia con la frequenza modulante. In America si è stabilito che la percentuale sia proporzionale alla deviazione massima $m_f f_{po}$, avendo il valore del 100% per $m_f f_{po} = \pm 75$ kHz, posto che la massima deviazione di frequenza non debba superare detto valore. *

BIBLIOGRAFIA

E. SEVERINI: *Sistema di radiocomunicazione con modulazione di fase dell'onda portante* - « Alta Frequenza », n. 6, 1942.

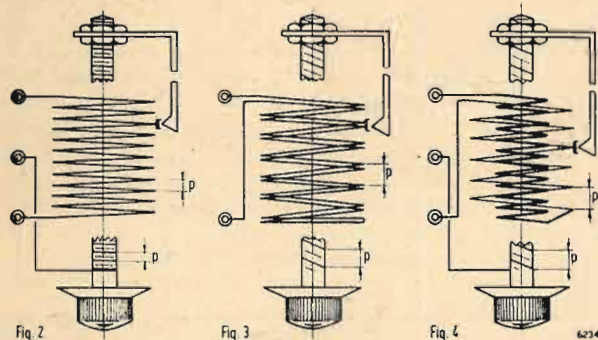
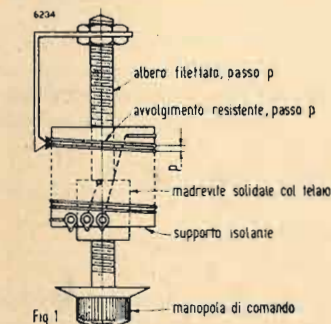
V. SAVELLI: *La modulazione di frequenza nelle radiocomunicazioni* - « L'Elettrotecnica », n. 7, 1947.

G. MANNINO PATANÈ: *Tecnica Elettronica e sue applicazioni* - Seconda e terza edizione.

POTENZIOMETRI E REOSTATI A VARIAZIONE CONTINUA DI RESISTENZA

6234/4

di Gaetano Delpane

E' cosa nota che i potenziometri ed i resistori variabili a filo così come sono realizzati nella massima parte dei casi non sono atti a dare una effettiva variazione continua di resistenza. Infatti il filo di tali potenziometri e resistori variabili è avvolto a spire affiancate su di un supporto isolante (generalmente a sezione rettangolare) su un lato del quale scorre un contatto mobile. Tale contatto passando, nel suo movimento e nella migliore delle ipotesi, da una spira all'altra determina una variazione di resistenza a scatti pari alla resistenza della spira cortocircuitata o eliminata dal circuito.

Se tale inconveniente è assolutamente trascurabile specie per le applicazioni commerciali più comuni e per i potenziometri e resistori variabili ad alta resistenza, in quanto la resistenza di una spira è piccola di fronte alla resistenza di tutto l'avvolgimento e quindi trascurabile, tale inconveniente non può essere assolutamente trascurato in apparecchiature di alta precisione e sensibilità specie ove sia necessario ricorrere a resistori variabili a bassa resistenza totale.

L'inconveniente accennato può essere eliminato ricorrendo, in linea di massima, allo schema che qui è illustrato.

Un albero filettato, con filettatura di passo p, scorrente entro una madrevite rigidamente connessa al telaio, porta alla sua estremità un braccio ricurvo terminante in un contatto argentato o platinato (fig. 1). Ad ogni giro completo della manopola bloccata sull'albero filettato, quest'ultimo avanza o retrocede del segmento p. Il contatto terminale che appoggia, come si può rilevare dallo schizzo, sull'avvolgimento resistente, e che è solidale con l'albero filettato descrive un arco di elica ed al termine di ogni giro completo della manopola si trova anch'esso ad essere avanzato o retrocesso del segmento p.

Se concentrico con la madrevite, rigidamente connessa al telaio, e con essa solidale si trova un supporto cilindrico di materiale isolante e su di questo è avvolta una spirale di filo resistente con passo p, il contatto terminale, nel suo movimento elicoidale comandato dalla manopola attraverso l'albero filettato, esplora in tutta la sua lunghezza l'avvolgimento resistente. Tale situazione consente di ottenere una variazione continua della resistenza dei due rami del potenziometro o del resistore variabile, simile a quella che si ha in taluni Ponti di Wheatstone nei quali un contatto a cursore si sposta lungo tutta la lunghezza di un filo calibrato rettilineo.

Il contatto terminale che sin qui si è supposto unico può essere sostituito da una spazzola multipla onde assicurare un contatto continuo. Lo schema costruttivo illustrato può servire anche alla realizzazione di resistori variabili e potenziometri antinduttivi. Con riferimento a ciò sono riportate le figure 2, 3 e 4 nelle quali sono dati rispettivamente gli schemi di un resistore variabile o potenziometro normale (fig. 2), di un resistore variabile antinduttivo con avvolgimento bifilare (fig. 3), di un potenziometro antinduttivo con due avvolgimenti in senso contrario: il primo, segnato con linea grossa, è un conduttore a bassissima resistenza, il secondo, segnato con tratto sottile, è un conduttore ad alta resistenza (fig. 4).

Note sulla produzione Microfarad

La Ditta è stata fondata nel 1917 dall'attuale Consigliere Delegato Cav. Ludovico Mignoni allo scopo di costruire in Italia i condensatori per telefonia che a quel tempo venivano esclusivamente importati dall'estero. I primi tipi si sono via via sviluppati in una numerosissima serie di modelli che attualmente comprende tutti i tipi per centrali ed apparecchi di tutte le costruzioni nazionali ed estere. Accanto ai tipi classici di questa categoria universalmente noti per la loro qualità la Microfarad presenta quest'anno la nuova serie 3512-B con impregnazione di olio ininfiammabile.

Nel campo dei condensatori in carta, nei modelli adatti per radioricevitori sono presenti i condensatori della nuova serie 1542-A « Microtrop » notevoli per l'ingombro ridottissimo, l'impregnazione in olio ininfiammabile e la custodia cilindrica in porcellana a chiusura ermetica adatti particolarmente per montaggi compatti e condizioni tropicali d'ambiente.

I condensatori elettrolitici che la Ditta fabbrica con procedimenti esclusivi sono presentati nelle serie per radioricevitori, blindato, octal, tubolare alluminio, per filtro e nel modello a cartuccia « catodico ». E' pure presente una serie di condensatori elettrolitici non polarizzati adatti per l'avviamento di motori monofasi ad induzione il cui largo dimensionamento assicura una lunghissima durata.

I condensatori a mica vengono costruiti per radioricezione a mica argentata con protezione tropicale e per trasmissione nei tipi a media e forte potenza sia con raffreddamento in aria che in olio.

I condensatori ceramici vengono costruiti nei tipi per ricezione e trasmissione con i dielettrici Calit, Condensa, Tempa, universalmente noti per i loro preziosi coefficienti di temperatura e le loro ottime caratteristiche.

I resistori sono presentati negli ormai classici modelli chimici da 0,1 a 5 watt con e senza protezione tropicale.

Completano la rassegna alcuni prodotti speciali come condensatori per magneti e spinterogeno, antidisturbi per elettromedicali che la Ditta costruisce in piccole e grandi serie.

◆

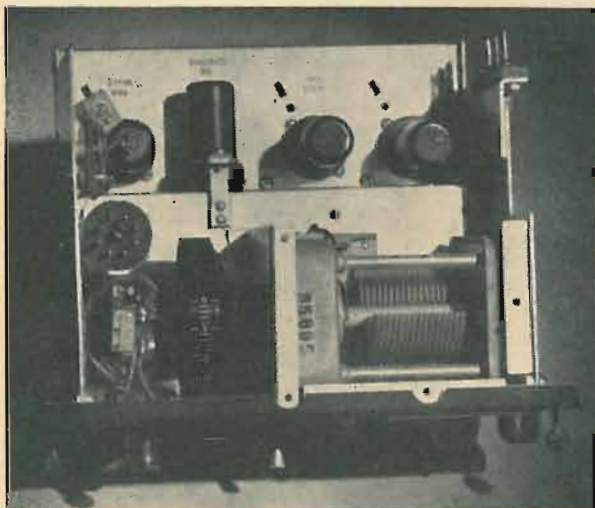
Agli Stati Uniti esistono 9.600.000 famiglie che possiedono almeno due ricevitori radio; 2.400.000 famiglie che ne hanno almeno tre; 950.000 famiglie ne usano 4 e più. Al Tennessee esiste una famiglia che ne ha nove e quattro per auto! Per quanto riguarda l'ubicazione di tali apparecchi ci vien reso noto che il 48% di questi sono allogati nelle sale di soggiorno; il 28% nelle camere da letto; il 13% in cucina; il 6% nelle sale da pranzo e il rimanente 5% sparse un po' ovunque.

FREQUENZIMETRO ETERODINA BC 221

6240/5

a cura di VP

Il BC 221 è indubbiamente una delle apparecchiature più interessanti reperibili oggi tra il materiale *surplus* delle Forze Armate Americane.

Si tratta infatti di un frequenzimetro eterodina — dalle caratteristiche veramente eccezionali sia come stabilità, come facilità di lettura e di impiego — che può essere usato oltre che come ondametro per il controllo delle frequenze di trasmettitori o generatori, come generatore di segnali campioni. Interessando pertanto una vasta gamma dei nostri lettori — tecnici di laboratorio, radioriparatori e dilettanti — abbiamo creduto opportuno dilungarci alquanto su questo strumento invece di limitarci — come era originariamente nel programma di presentazione del materiale radio americano — ad una semplice rassegna di foto corredata dallo schema elettrico quotato.

Il principio di funzionamento è il seguente (vedi fig. 1): A è uno oscillatore ad elevata stabilità la cui frequenza f_c viene immessa in B ove la si fa battere con la frequenza incognita da determinare, f_x, captata dall'antenna ANT.

Il battimento — presente sul circuito anodico di B — viene amplificato da C e reso audibile in una cuffia.

Poichè dalla scala dell'oscillatore A si può immediatamente risalire — consultando delle opportune tabelle — al valore esatto della frequenza generata (f_c) risulta evidentemente determinato (nel punto di battimento zero) il valore della frequenza incognita (f_x).

Naturalmente occorre conoscere l'ordine di grandezza della frequenza incognita dato che si ha un battimento di tutte le armoniche della f_x ($2f_x$, $3f_x$, nf_x) con la f_c o le armoniche della f_c.

Usando A come generatore di segnali, è possibile rilevare — senza la interposizione di alcun stadio distorcente — fino alla 5ª armonica della f_c; in particolari condizioni, con ricevitori molto sensibili, si è potuta rilevare la 125ª armonica!

Nella apparecchiatura in esame l'oscillatore A copre due bande di frequenza: una prima da 125 a 250 kHz ed una seconda da 2000 a 4000 kHz.

Più precisamente per la ricerca di una frequenza fino a 2000 kHz il commutatore FREQ. BAND viene spostato nella posizione LOW (col che l'oscillatore risulta lavorare nella prima banda) e per la ricerca di frequenza da 2 a 20 MHz in quella segnata HIGH.

La tracciatura della scala è tale da permettere di apprezzare i 50 Hz sui 4000 kHz cioè circa 1/100.000. La stabilità è eccezionalmente elevata maggiore di 5 Hz per ogni 100.000.

Diversi accorgimenti di carattere meccanico ed elettrico contribuiscono a questo risultato:

Onde controllare se il valore segnato per f_c è esattamente quello riportato nelle tabelle nell'apparecchiatura è incluso un generatore a cristallo che esplica le funzioni di « campione secondario di frequenza ».

Prima di procedere pertanto ad una data misura, predisposta la manopola su di una frequenza tale che sia in un dato rapporto con la frequenza del cristallo « punto di taratura » si proceda a manovrare il CORRECTOR fino a portare a zero la nota di battimento udibile nella cuffia.

Questa frequenza « esatta » generata col cristallo in D viene fatta battere in B; ora con questa operazione, dato che il CORRECTOR non è altro che un compensatore in parallelo al condensatore variabile di A, risultano « annullati » tutti gli scarti eventualmente esistenti tra la f_c ed il vero valore riportato nelle tabelle.

Possiamo passare ora ad esaminare più da vicino la apparecchiatura.

L'oscillatore A è costituito da una 6SJ7 in circuito ECO; la griglia risulta connessa al circuito oscillante attraverso una resistenza che limita la reazione al valore minimo richiesto per mantenere le oscillazioni, le tensioni di alimentazione sono tenute molto basse, entro le bobine (vedi foto della parte inferiore) trova alloggiamento una molla che termina in una spirale la quale sotto l'azione delle variazioni di temperatura, subisce una rotazione determinando una variazione nel valore della L uguale in valore assoluto ma di segno contrario a quello prodotto direttamente dalla variazione della temperatura sulla bobina. Come conclusione il valore della frequenza emesso può ritenersi praticamente indipendente dalla temperatura, per variazioni comprese tra — 30° centigradi e + 50° centigradi.

L'accoppiamento tra la sezione triodica-oscillatrice e quella pentodica-amplificatrice è elettronico per cui ne deriva

una praticamente assoluta indipendenza tra le due sezioni.

Chiudendo i terminali di uscita su di un carico capacitativo od induttivo od addirittura cortocircuitandoli, non si ha alcuna apprezzabile deriva di frequenza.

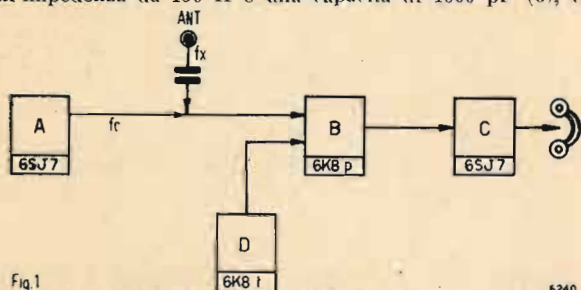
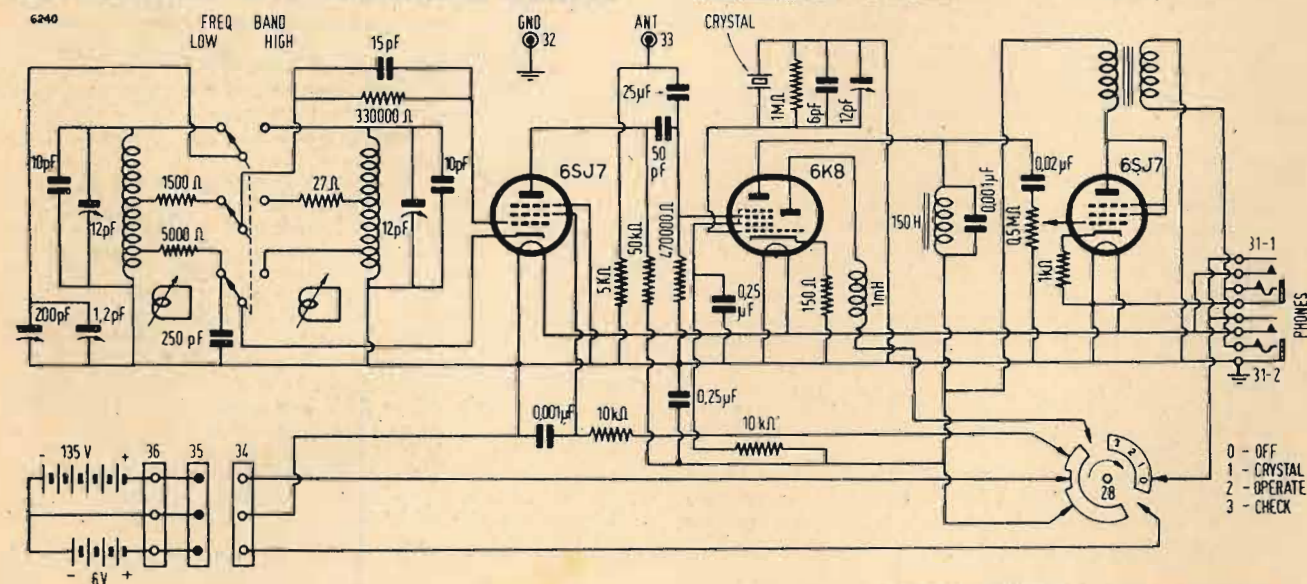
La costruzione meccanica è particolarmente curata; il rotore del variabile non ha alcun fermo di fondo-scala onde evitare possibili spostamenti tra l'albero del medesimo ed il tamburo graduato.

La tensione di uscita (presente sulla placca della 6SJ7 viene iniettata sulla g3 della sezione pentodica della 6K8 mescolatrice.

Sul morsetto ANT è presente questa tensione (per l'uso del BC come generatore di AF).

L'oscillatore a quarzo è costituito dalla sezione triodica della 6K8. Il circuito è normale: quarzo in griglia e placca disaccordata; la reazione è data dalla capacità interelettrodica griglia-placca che è di circa 1,5 pF mentre sul circuito anodico si trova un'impedenza in aria del valore di circa 150 microH.

Il cristallo di quarzo ha una frequenza propria fondamentale di 1000 kHz; la precisione di taratura è di 1 su 1.000.000 di Hz con un coefficiente di temperatura talmente basso da ritenersi praticamente nullo.

Il battimento presente sulla placca della 6K8 viene a localizzarsi ai capi di un circuito risonante costituito da un'impedenza da 150 H e una capacità di 1000 pF (8), che

risuona a circa 400 Hz. L'ampiezza del segnale di BF viene dosata per mezzo di un potenziometro da 0,5 Mohm sulla griglia della 6SJ7 che esplica le funzioni di amplificatrice di BF, montata come triodo (con un coefficiente di amplificazione di circa 20 volte. La tensione anodica per tutta l'apparecchiatura è di 135 V possibilmente stabilizzata mediante l'uso di una VR 150 (naturalmente la tensione stabilizzata risulterà di 150 V).

tra il VFO e il cristallo, naturalmente come già detto questa operazione preliminare dovrà essere effettuata su di una frequenza il più possibile vicina al valore che si presuppone abbia la frequenza incognita in esame.

Le operazioni per una corretta manovra dell'apparecchiatura devono essere eseguite nel seguente ordine:

1) infilare le cuffie nell'apposito jack in basso a sinistra;

2) porre il commutatore nella posizione CHECK ed attendere 15 minuti in modo che si raggiunga una temperatura di regime;

3) ruotare il commutatore FREQ. BAND nella posizione LOW od HIGH secondo il campo di frequenza che si deve misurare;

4) aprire il libro di calibrazione alla pagina contenente la taratura della manopola per la frequenza desiderata (od ordine di grandezza);

5) disporre le manopole a un valore sul punto più vicino di battimento con la frequenza del cristallo che è indicato in rosso in fondo alla pagina in esame con la denominazione CRYSTAL CHECK POINT;

Volendo usare questa apparecchiatura come VFO, si consiglia l'adozione del circuito riportato nel numero di marzo 47 nella nota rivista QST, ove viene fatto uso di due stadi 6AC7 separatori e di una 6AG7 finale.

Il commutatore generale ha 4 posizioni: la prima marcata OFF nella quale tutti i circuiti non sono connessi, la seconda CRYSTAL nella quale funziona solo l'oscillatore a cristallo, una terza OPERATE nella quale funziona solo l'oscillatore a frequenza variabile (6SJ7) ed infine una quarta indicata con la siglatura CHECK nella quale funziona contemporaneamente sia l'oscillatore a frequenza variabile che il cristallo.

Le tabelle 1 e 2 indicano i punti di ricerca di battimento

6) regolare il CORRECTOR fino ad avere un battimento zero nelle cuffie;

7) ritornare con l'interruttore principale nella posizione OPERATE e riportare la manopola (senza toccare il correttore) onde dare la richiesta frequenza secondo i dati della calibratura;

8) in caso di trasmettitore, accoppiare lascamente il frequenzimetro e aggiustarlo fino ad udire un primo segnale ed un battimento zero nella cuffia;

8 *a*) in caso di un ricevitore a onde persistenti (CW) regolare il frequenzimetro sulla frequenza prescelta (come indicato sopra) e sintonizzare il ricevitore fino a ottenere un battimento zero all'uscita;

9) il regolatore di volume segnato GAIN deve essere

manovrato in modo che il segnale non sia nè troppo debole nè troppo intenso:

10) per spegnere l'apparecchiatura ruotare il commutatore nella posizione OFF e disinserire le cuffie.

N.B. - La ricerca della fondamentale del cristallo oscillatore (1 MHz) o di alcune delle sue armoniche può essere effettuata disponendo il commutatore operativo nella posizione CRYSTAL, il meccanismo con cui avviene il battimento è il seguente:

125.00 kHz × 8 = 1000 kHz × 1
133.00 kHz × 15 = 1000 kHz × 2
233.77 kHz × 13 = 1000 kHz × 3
2000.00 kHz × 1 = 1000 kHz × 2
2166.7 kHz × 6 = 1000 kHz × 13

per gli altri valori il procedimento è analogo.

E' interessante notare come dato l'uso di jack speciali chiudendo l'apparecchiatura — anche con il commutatore operativo non posto nella posizione OFF — dato che le cuffie risultano necessariamente disinserite, le batterie risultano *non* connesse al circuito.

Per leggere sulla manopola graduata bisogna tener presente:

— leggere la graduazione su il tamburo a movimento lento come *centinaia;*

— leggere la manopola movimento veloce come *decine e unità;*

— leggere il verniero come *decimi.*

Ad esempio nella foto del frontale si nota il tamburo posto nella posizione 12, la manopola nella posizione 5, il verniero nella posizione 0, la lettura sarà 1205,0. Se andiamo a vedere nelle tabelle a questa posizione della manopola si legge per

1202,4 150,5 kHz 301,0 kHz 602,0 kHz 1204,0 kHz
1206,2 150,6 kHz 301,2 kHz 602,4 kHz 1204,8 kHz

La frequenza risulta pertanto compresa fra questi due valori e interpolando si ha 150,568 kHz = 150.568 Hz.

In fondo alla tavola il punto di battimento del cristallo è indicato per la posizione della tabella 1329,5 — a cui corrisponde una frequenza di 153,85 307,69 615,38 1230,77 kHz.

Naturalmente lavorando nel campo 2÷20 MHz si sarebbe dovuta consultare la seconda parte della tabella ottenendo dei risultati differenti ciascuna apparecchiatura ha una *propria* serie di tabelle riunite in un libro « Calibration Brook » che porta il medesimo numero di matricola del BC.

Le foto danno una visione sufficientemente chiara della disposizione meccanica e della filatura.

La siglatura militare della 6K8 è VT167 e delle 6SJ7 è VT116.

Da ultimo è da tener presente che lo schermaggio è ottimo e le caratteristiche tali che nell'uso dell'apparecchiatura come VFO per un trasmettitore dilettantistico nella operazione di « standing by » non è necessario interrompere l'alimentazione del BC 221 a tutto vantaggio della stabilità di frequenza e della facilità della manipolazione **Keyng**, per questa particolare applicazione (cfr. 8 b) è bene tener presente che il valore della tensione di uscita oscilla tra un minimo di 2000 μV ed un massimo di 2 V.

TABELLA 1

125.00	250.00	500.00	1000.00
133.33	266.67	533.33	1066.67
142.86	285.71	571.43	1142.86
153.85	307.69	615.38	1230.77
166.67	333.33	666.67	1333.33
181.82	363.64	727.27	1454.54
200.00	400.00	800.00	1600.00
214.29	428.57	857.14	1714.29
222.22	444.44	888.89	1777.78
230.77	461.54	923.08	1846.15
250.00	500.00	1000.00	2000.00

TABELLA 2

2000.0	4000.0	8000.0	
2166.7	4333.3	8666.7	
2250.0	4500.0	9000.0	
2333.3	4666.7	9333.3	
2500.0	5000.0	10000.0	
2666.7	5333.3	10666.7	
2750.0	5500.0	11000.0	
3000.0	6000.0	12000.0	
3250.0	6500.0	13000.0	16250.0
3333.3	6666.7	13333.3	16666.7
3500.0	7000.0	14000.0	17500.0
3666.7	7333.3	14666.7	18333.3
3750.0	7500.0	15000.0	18750.0
4000.0	8000.0	16000.0	20000.0

DIAGRAMMA DELLE ATTENUAZIONI AGGIUNTIVE IN UNA LINEA DI TRASMISSIONE IN FUNZIONE DEL RAPPORTO DI ONDE STAZIONARIE.

6236/1

Le minime perdite, in una linea di trasmissione si hanno allorquando la medesima è chiusa su un'impedenza di carico avente un valore (Z_0) uguale all'impedenza caratteristica della linea stessa (R).

Nell'allegato diagramma, ripreso da *Electronics*, ciascuna curva è relativa ad una data linea di trasmissione, avente una prefissata attenuazione totale espressa in decibell allorchè la linea stessa è adattata perfettamente. Come è noto la perdita totale è data dal prodotto della perdita per unità di lunghezza e della lunghezza complessiva della linea.

Se aereo e linea di alimentazione non sono adattati perfettamente, il cattivo adattamento provoca una attenuazione aggiuntiva, che può essere determinata mediante l'uso dell'allegato diagramma quando sia noto il rapporto di onde stazionarie (gli anglosassoni lo indicano con SWR = standing wave ratio) al terminale di carico della linea.

Come esempio si consideri un aereo alimentato in un punto avente una impedenza $Z_0 = 500$ ohm da una linea di alimentazione composta da 30 metri di cavo RGS/I con una impedenza caratteristica $R = 52$ ohm, lavorante alla frequenza di 93 MHz ed avente una attenuazione totale di 2 dB.

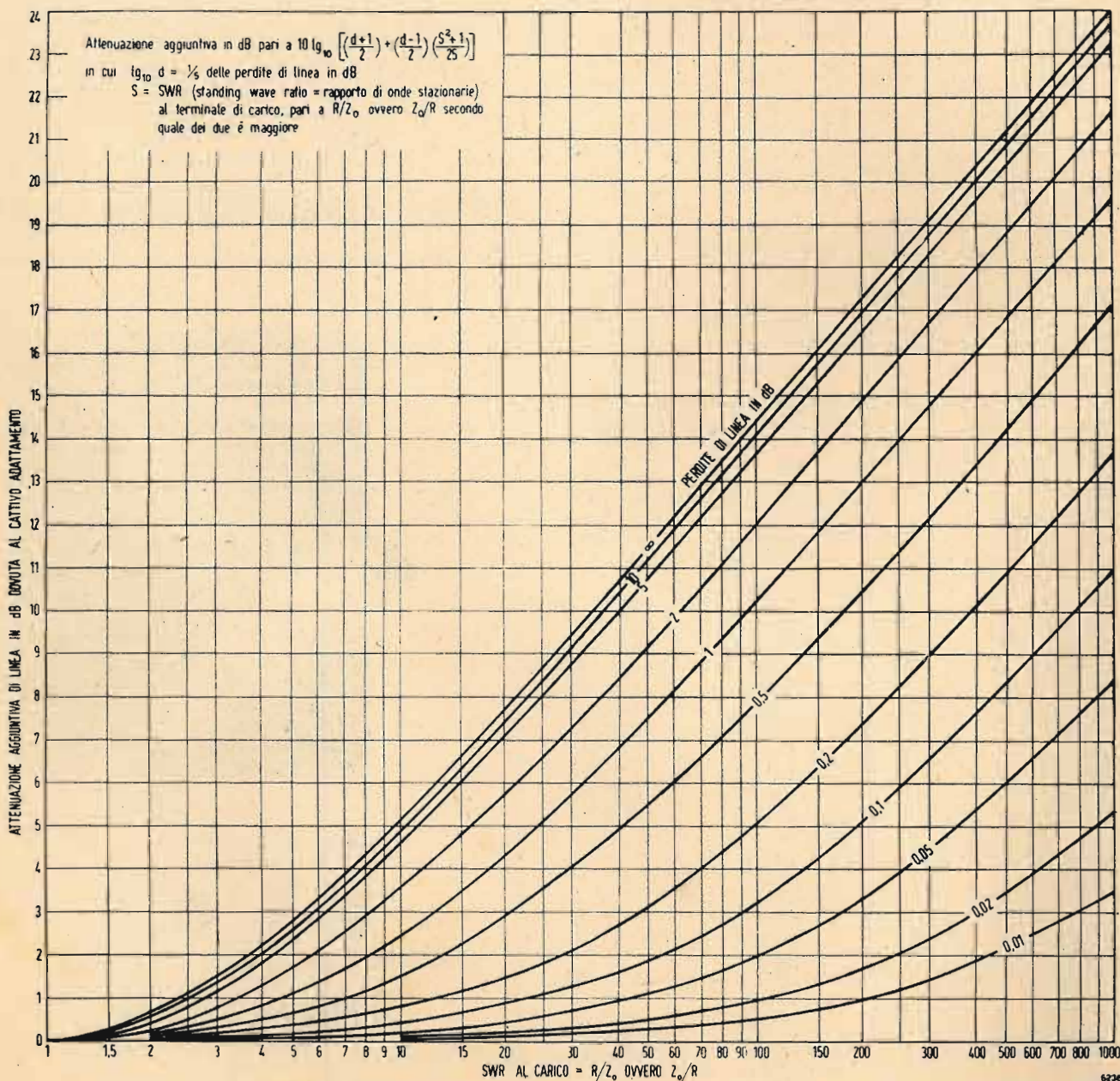
Conosciuto il rapporto di onde stazionarie $Z_0/R = 500/52 = 9{,}6$ al terminale di carico si cerca il valore di tale rapporto sulle ascisse. In corrispondenza di tale punto si innalza una retta fino ad intersecare la curva « Perdite di linea in dB » corrispondente al valore 2 dB. Sulle ordinate si legge allora l'attenuazione aggiuntiva di linea in dB dovuta al cattivo adattamento aereo-linea di alimentazione. Nel caso in esame 3,4 dB.

Se la linea di alimentazione fosse stata composta (sempre per amor di esempio) da 60 metri di cavo « Amphenol Twin-Lead Transmission Line 5 ohm » avente una impedenza caratteristica $R = 75$ ohm, lavorante a 100 MHz ed avente una attenuazione complessiva di 10 dB, essendo $Z_0/R = 500/75 = 6{,}66$, in corrispondenza della curva 10 dB si sarebbe letta una attenuazione aggiuntiva di 3,5 dB.

Il diagramma mette in evidenza diversi punti:

1) si devono aggiungere piccole attenuazioni supplettive per piccole attenuazioni totali della linea di trasmissione;

2) si devono aggiungere piccole attenuazioni supplettive per grandi attenuazioni totali ma piccoli rapporti di onde stazionarie;

3) l'attenuazione aggiuntiva rimane pressochè costante per ogni valore di attenuazione totale superiore a 10 dB, a parità di rapporto Z_0/R od R/Z_0. (V.P.).

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE STABILIZZATI

di G. A. Uglietti

PREMESSA:

Attualmente vi sono vari tipi di stabilizzatori di tensione alternata in uso, ma non tutti sono suscettibili d'impiego con apparecchiature elettroniche non presentando le doti di completa ed istantanea automaticità ed assenza di parti meccaniche in movimento.

Un tipo tuttavia di stabilizzatore è andato sempre più divulgandosi nel campo delle applicazioni elettroniche e questo è il trasformatore stabilizzatore di tensione, che con un ragionevole aumento di costo rispetto ad un trasformatore di alimentazione normale permette di ottenere gradi di stabilizzazione più che sufficenti per tutte le esigenze.

I casi di più largo impiego di un tal tipo di stabilizzatore si hanno:

- *alimentazione di strumenti di misura;*
- *oscillatori pilota di trasmittenti dilettantistiche e professionali;*
- *ricevitori super-stabili per onde corte;*
- *stabilizzazione di amplificatori per prevenire distorsioni;*
- *circuiti comprendenti fotocellule;*

oltre a particolari applicazioni nel campo della fotografia a raggi X, riproduttori fotografici, ecc.

GENERALITA'

Il trasformatore di alimentazione stabilizzato è essenzialmente simile a un comune trasformatore nella costruzione, benchè possa essere realizzato in maniere assai difformi, e in ogni caso differisce da quest'ultimo per avere la particolare caratteristica comune ai vari tipi stabilizzati della saturazione magnetica del nucleo.

Il costo di simili trasformazioni varia in funzione della percentuale di regolazione richiesta oltre naturalmente alla potenza. Dalla fig. 1 è possibile farsi un'idea abbastanza chiara di ciò, occorre notare che per coefficente di stabilizzazione si intende il rapporto percentuale tra le variazioni della tensione in entrata rispetto a quella in uscita.

Il calcolo dei trasformatori stabilizzatori, non è dei più semplici e viene impostato generalmente supponendo alcuni parametri lineari e introducendo altri in base a dati sperimentali.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Come già si disse, esistono vari tipi di trasformatori stabilizzatori, ma tutti hanno in comune la particolarità della saturazione del ferro; si hanno inoltre tipi funzionanti come autotrasformatori, trasformatori con o senza condensatore.

Avendo per scopo di mettere in grado sia il dilettante che il riparatore di poter realizzare con sufficente facilità un tale tipo di stabilizzatore ci limiteremo a descrivere il tipo che sia per la sufficente stabilità, facilità di realizzo, bontà di rendimento e sicurezza d'esecuzione, meglio si presta allo scopo.

Si abbia in fig. 2 la rappresentazione schematica di uno stabilizzatore magnetico in cui L' è il primario di un trasformatore non saturo, mentre L è l'avvolgimento di un autotrasformatore saturo; C è la capacità posta in parallelo; E la tensione in entrata e V la tensione in uscita.

Gli avvolgimenti L' ed L sono posti in serie e data la diversa induzione a cui vengono a lavorare i nuclei di L' ed L all'aumentare di E la corrente nell'avvolgimento L' tenderà ad aumentare meno rapidamente che nell'avvolgimento L, per cui per un dato incremento dE della tensione di entrata la tensione rispettivamente ai capi di L' ed L aumenterà maggiormente nella prima che non nella seconda.

La saturazione del nucleo dell'autotrasformatore è ottenuta grazie alla capacità C che permette di far circolare nell'avvolgimento L (allorchè i rispettivi valori sono tali da porre in risonanza il circuito) una corrente elevata, mentre che ai capi dell'autotrasformatore stesso, dato lo sfasamento esistente tra la corrente induttiva e capacitiva la corrente risultante è ridotta a un minimo aumentando così il rendimento del complesso. Lo scopo delle prese su L è di permettere di applicare in serie a L' solo una parte della tensione, mentrechè per il massimo sfruttamento della capacità C occorre una tensione assai più elevata di quella che generalmente può essere fornita da una comune rete a corrente alternata. La saturazione magnetica com-

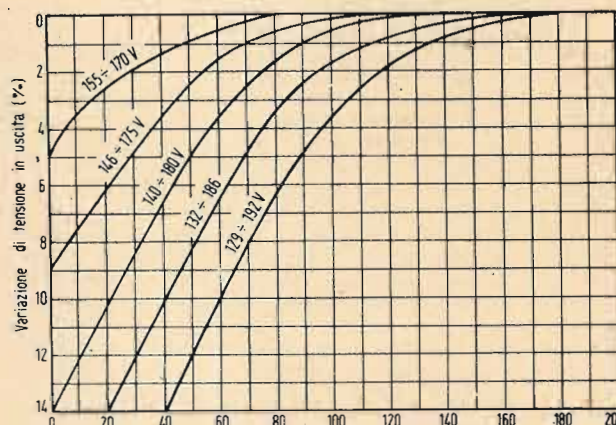



Fig 1 Aumento approssimato in % nel volume, peso e costo

porta distorsione della forma d'onda, pur tuttavia questo nella maggioranza dei casi non è un inconveniente pregiudizievole e qualora si rendesse necessario avere una forma d'onda assai prossima alla sinusoidale si possono sempre introdurre filtri.

Il nucleo di L' viene fatto lavorare a 9500 Gauss mentre quello di L a 15.500; dato che la corrente a vuoto attra-

(Segue a pag. 67)

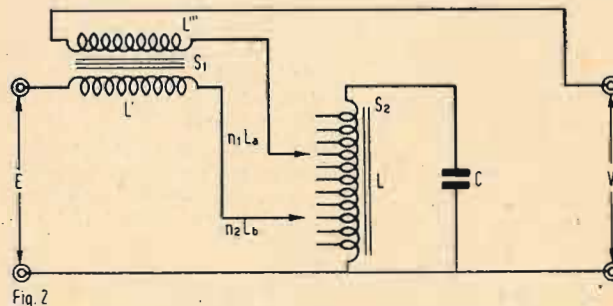



Fig. 2

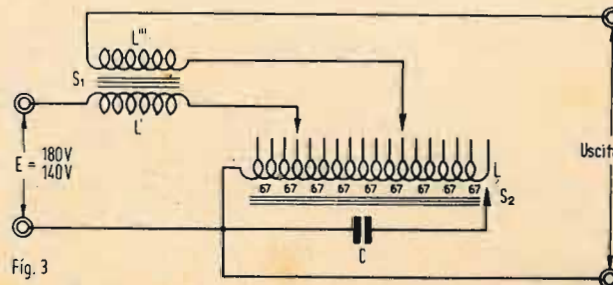



Fig. 3

IL RIVELATORE PIEZOELETTRICO

6233/4

di N. Callegari

Vogliamo con queste righe illustrare le caratteristiche peculiari di un organo che è da noi generalmente non ancora ben conosciuto ed apprezzato e quindi ancora scarsamente diffuso e che pure ha tanta importanza nella realizzazione dei complessi radiogrammofonici.

Fra i rivelatori grammofonici (pick-ups) quello piezoelettrico presenta sotto molti aspetti numerosi vantaggi per cui questo tipo di rivelatore avrebbe dovuto da tempo soppiantare definitivamente gli altri, ma il suo successo non è stato molto fortunato anche perchè le prime serie di questi rivelatori realizzate in Italia presentavano difetti costruttivi tali da gettare su di essi un discredito che ancora oggi non è dissipato.

E' venuta però l'ora di rendere giustizia a questo importante elemento e di abbandonare il vecchio preconcetto della sua inferiorità che, se poteva essere giustificato tempo addietro ora non ha alcuna ragione di continuare a sussistere.

Quali erano i motivi per cui il pubblico preferiva il vecchio rivelatore elettromagnetico a quello piezoelettrico? Essi si potevano riassumere nei seguenti:

1) fragilità del cristallo piezoelettrico (sale di Rochelle);

2) breve vita del cristallo, particolarmente perchè igroscopico;

3) produzione non uniforme per cui l'incontro con un buon rivelatore era affidato alla fortuna.

Se questi erano i motivi per cui il pubblico diffidava del rivelatore piezoelettrico, possiamo oggi affermare che con la produzione attuale la situazione si è esattamente capovolta. Attualmente si producono in Italia rivelatori piezoelettrici che resistono a qualsiasi sollecitazione meccanica, anche violenta, quali urti e percosse, senza che si produca loro alcun danno, rivelatori che si possono garantire per la durata di cinque anni perchè realizzati con cristalli assolutamente protetti dagli agenti atmosferici e quindi non più soggetti a deterioramento. Inoltre la produzione avviene con una uniformità notevolissima tanto che le differenze fra due esemplari, scelti a caso sono assolutamente trascurabili.

La sostituzione del rivelatore piezoelettrico a quello elettromagnetico non è svantaggiosa, anzi notevolmente vantaggiosa e ciò sotto varii punti di vista.

Prima di tutto, il moderno piezo-rivelatore non va soggetto a scentramento dell'equipaggio mobile come avviene in quasi tutti i rivelatori elettromagnetici, non vi sono bobine di filo sottile che si possano interrompere, non calamite che si possano smagnetizzare.

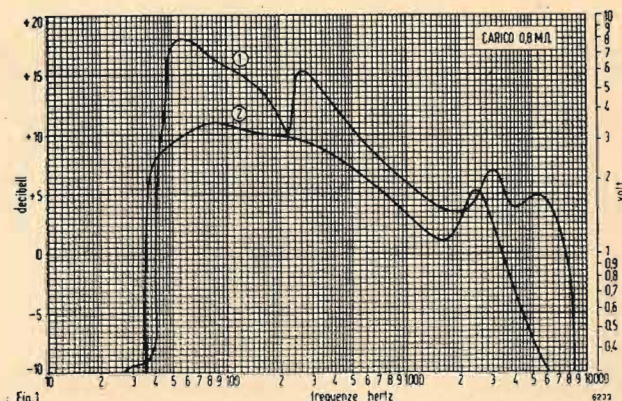
L'equipaggio mobile dell'attuale piezorivelatore è estremamente mobile, di gran lunga più di quello del rivelatore elettromagnetico che deve essere bloccato da gommini per la centratura dell'ancora fra le espansioni polari. La prima conseguenza di questo fatto è che la massa della testina può essere enormemente ridotta e pertanto le pareti del solco del disco grammofonico risultano notevolmente meno sollecitate. Ciò porta implicitamente ad una molto maggiore durata dei dischi e delle puntine.

Molto interessanti sono inoltre le caratteristiche elettriche del piezorivelatore, in particolare per quanto riguarda la tensione di uscita, la resa sui toni bassi, la fedeltà ed il fruscio.

Riguardo alla tensione di uscita è importante rilevare che un rivelatore piezoelettrico di tipo comune fornisce all'entrata dell'apparecchio una tensione in media di valore doppio almeno di quella che fornisce un rivelatore elettromagnetico comune.

Per questo tipo di rivelatore si hanno tensioni massime dell'ordine di 1,5 volt mentre per alcuni tipi di piezorivelatori la tensione fornita raggiunge e supera i 6 volt efficaci. Ciò significa che il piezoelettrico è in condizione di soddisfare ad esigenze che non possono assolutamente essere soddisfatte con il tipo elettromagnetico.

Vi sono in commercio molti radioricevitori, particolarmente a 4 valvole, che non sono dotati di valvola preamplificatrice di bassa frequenza e nei quali tutta l'amplificazione di BF si riduce a quella della valvola finale, di solito provvista anche dei diodi di rivelazione, del tipo ABL1, EBL1 (o WE41), AY8G o similari. In questi ricevitori l'applicazione del rivelatore grammofonico non è possibile se questo è del tipo elettromagnetico, in quanto la tensione di ingresso che si richiede per modulare appieno la corrente della valvola è dell'ordine dei 6 volt efficaci. Con l'impiego del piezoelettrico di tipo adatto è invece

Fig. 1

possibile l'applicazione conseguendo lo stesso risultato che si avrebbe con l'impiego di una valvola preamplificatrice di bassa frequenza.

Per molti progettisti e riparatori il piezo-rivelatore rappresenta una importantissima risorsa per ottenere una buona resa di potenza sul « fono » da un ricevitore la cui

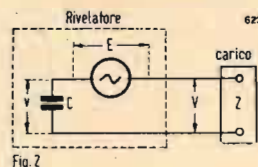
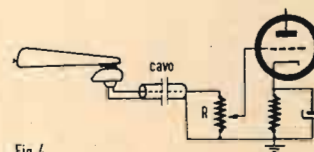



Fig. 2 Fig. 4

amplificazione è scarsa ed insufficiente con il rivelatore elettromagnetico.

Riguardo alla resa sui toni bassi il rivelatore piezoelettrico presenta la particolare prerogativa di fornire per le frequenze più basse della banda acustica la tensione maggiore.

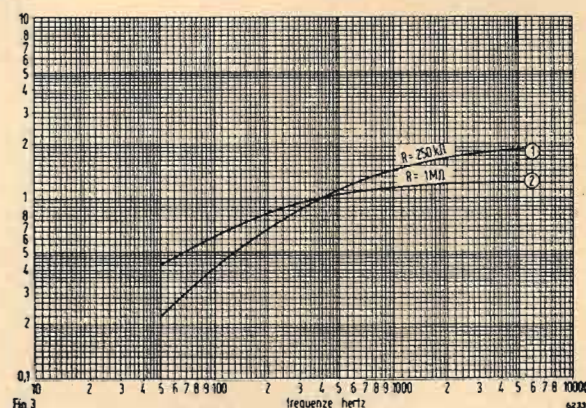



Fig. 3

E' noto come una simile caratteristica sia preziosa e come essa serva egregiamente a compensare l'insufficiente resa globale dell'apparecchio a tali frequenze, che assai spesso si riscontra in ricevitori di classe intermedia.

La curva di resa contraddistinta con il numero 1 in fig. 1 si riferisce ad un rivelatore piezoelettrico di tipo comune di produzione nazionale, della ditta C.I.P. Come è facile rilevare, la curva accusa le tensioni massime di uscita verso i 50-60 Hz e mantiene questi elevati livelli sino verso i 600 Hz. Verso i 220 Hz si nota un improvviso limitato avvallamento dovuto alla risonanza propria del braccio del fonorivelatore che però non influisce sensibilmente sulla fedeltà di riproduzione.

Le frequenze più alte della banda acustica, verso i 3000 Hz, vengono poste in risalto e ciò contribuisce moltissimo a dare all'audizione il tono squillante che conferisce limpidezza ai suoni, indi la curva precipita oltre i 6000 Hz assicurando una forte attenuazione delle tensioni di disturbo causate dal fruscio caratteristico del disco.

Dall'esame della curva 1 si trae quindi la conclusione che il rivelatore piezoelettrico al quale essa si riferisce ha delle caratteristiche atte a compensare le deficienze tipiche di un radioricevitore di tipo comune.

La curva 2 della stessa figura si riferisce invece ad un altro esemplare di rivelatore piezoelettrico, sempre studiato dallo stesso Laboratorio, ma che risponde ad esigenze di una ancora maggiore fedeltà acustica. Come si vede, l'uscita di tensione è in complesso minore che nel tipo precedente ma la risposta è più uniforme, meno uscita sulle frequenze basse, eliminate le risonanze e taglio più deciso delle frequenze di fruscio. Questo secondo tipo si presta meglio per lavorare in complessi di alta qualità nei quali l'amplificazione delle frequenze della banda acustica è più uniforme e non presenta imperfezioni da correggere.

Nel complesso si può tranquillamente affermare che la produzione nazionale piezoelettrica per BF, attualmente non ha nulla da invidiare a quella straniera ma deve soprattutto vincere l'ostacolo della diffidenza dei nostri tecnici e del nostro pubblico, oggi non più giustificata e purtanto nociva al suo sviluppo ed al suo progresso.

Per potere tuttavia ottenere dall'applicazione di un fonorivelatore piezoelettrico come da un microfono piezoelettrico il risultato che se ne deve poter trarre è necessario conoscere, sia pur sommariamente, come si comporta un simile organo, affinchè non si commettano errori nell'applicazione stessa.

Sul funzionamento del fono-rivelatore o del microfono piezoelettrico ha una notevole importanza il circuito esterno, quello cioè nel quale tale organo viene inserito.

E' necessario che detto circuito abbia impedenza molto elevata essendo appunto molto elevata anche l'impedenza interna, esso quindi non deve chiudersi su resistenze di basso valore o su capacità forti o su avvolgimenti di basso valore induttivo e si noti che in questo caso una resistenza si può definire bassa se è al di sotto di 1 MΩ o una capacità forte se oltre i 500 pF o una induttanza scarsa se al di sotto dei 30 H. Quindi attenzione a non usare linee troppo lunghe, anche se schermate, o con cattivo isolamento.

Per meglio comprende il comportamento di questi organi varrà ancora meglio darne qualche nozione teorica elementare.

Un rivelatore piezoelettrico è paragonabile ad una capacità (fig. 2) alla quale si trovi disposto in serie il generatore delle frequenze acustiche. In realtà la tensione si genera ai due estremi della capacità, ma ai fini del circuito esterno la cosa è indifferente.

La capacità è in media dell'ordine di 1500÷2000 pF ed il generatore è ovviamente interessato a tutte le frequenze della banda acustica che si suppongono da esso generate con ampiezza costante.

Indichiamo con Z l'impedenza del circuito esterno e con V la tensione alternata che si forma ai suoi capi e di cui esamineremo sommariamente l'andamento rispetto alla frequenza.

Se Z è, nel caso più semplice, costituita da una resistenza pura, il circuito equivalente che ne deriva è ovviamente quello di un condensatore e di un resistore perfetto in serie.

In un circuito di questo genere supposta la frequenza costante la tensione E del generatore si suddivide agli estremi del condensatore e del resistore, in parti direttamente proporzionali ai rispettivi valori di impedenza; per questa ragione, tanto più basso sarà il valore della resistenza esterna tanto minore sarà la tensione utile V che si forma ai suoi capi.

Ci si è riferiti ad una frequenza qualsiasi purchè costante, mentre in realtà è tutta una banda di frequenze che interessano, dai 40 ai 5000 Hz.

Pertanto se la frequenza varia, anche la reattanza capacitiva varia e con essa la tensione di caduta v che si forma ai capi del condensatore.

E' noto che la reattanza capacitiva è data da:

$$X_c = 1/2\pi fC$$

con X_c in ohm, f in hertz, C in farad.

Se dunque la frequenza, per esempio, si raddoppia o si triplica, la impedenza offerta dalla capacità (X_c) si dimezza o si riduce ad un terzo, ciò significa che la caduta di tensione v che si forma ai capi della capacità è tanto più alta quanto minore è la frequenza. Siccome la tensione utile V ai capi di Z è data dalla tensione del generatore meno quella di caduta v, si conclude facilmente che l'effetto della resistenza di carico Z è di attenuare le frequenze più basse della banda acustica, conseguendo l'effetto di un regolatore di timbro (detto impropriamente di «tono»).

Ovviamente, tanto più basso è il valore di resistenza, tanto più marcata è l'attenuazione delle frequenze basse, ossia la prevalenza dei suoni acuti su quelli gravi.

Una valutazione quantitativa concreta non sarà superflua al riguardo.

Il valore di capacità di un rivelatore di tipo comune si aggira sui 1500 pF, applicando questo dato alla formula citata si ricavano i seguenti valori di X_c:

frequenza (Hz)	reattanza capacitiva (kohm)
50	2000
100	1000
200	500
400	250
1000	100
2000	50
5000	20

Se facciamo l'ipotesi che la resistenza di carico sia, ad esempio, di 250 kohm avremo a 400 Hz la stessa caduta in C ed in Z ossia la tensione generata E si divide in due parti uguali ossia, ancora, la tensione utile V è la metà di quella che si avrebbe a circuito aperto, cioè con Z di valore infinito.

A 100 Hz la caduta in C è quattro volte quella di Z quindi la tensione utile è 0,2 volte quella che si avrebbe a circuito aperto ossia 0,4 volte quella che si ha a 400 Hz con carico inserito.

A 2000 Hz la caduta in C è un quinto di quella di Z quindi la tensione utile è 4/5 di quella che si avrebbe a circuito aperto ossia 1,6 volte quella con carico a 400 Hz.

Come si vede, basta un carico di 250 kohm perchè la tensione di uscita supposta ad esempio di 1 volt a 400 Hz passi da 0,4 volt a 100 Hz a 1,6 volt a 2000 Hz.

Completando il calcolo e tracciando una curva con i risultati ottenuti (curva 1 di fig. 3) si può avere una idea chiara dell'effetto della resistenza.

Analogamente, assegnando ad R (ossia a Z) il valore di 1 Mohm e rifacendo i calcoli, si ottiene la curva 2 che pone in evidenza quanto sia più spiccato l'effetto di attenuazione delle frequenze basse quando il valore di resistenza del carico è basso di fronte a quello della reattanza capacitiva X_c (ossia dell'impedenza interna del rivelatore).

Naturalmente le curve 1 e 2 si riferiscono ad una tensione generata E costante, mentre in pratica il piezorivelatore, come abbiamo visto, genera tensioni più alte alle frequenze più basse. Un appropriato valore di resistenza di carico può essere opportuno a correggere l'eccesso di resa del rivelatore sulle frequenze più basse.

Se l'impedenza Z del carico è costituita da una capacità pura, l'effetto è più semplice in quanto la sua reattanza varia in proporzione a quella del cristallo e tutto si limita ad una attenuazione, costante a tutte le frequenze. In realtà il cristallo non si può assimilare neppure idealmente ad un condensatore perfetto, quindi questa considerazione non ha che un valore puramente teorico.

Vi è infine da considerare il caso che il carico Z sia induttivo; il comportamento è simile a quello che si ha allorchè il carico Z è puramente resistivo, ma più pronunciato e complicato dalla risonanza con la capacità del cristallo. Questo caso però non si incontra mai nella pratica.

Quasi sempre il rivelatore è applicato fra la griglia di una valvola e la massa (fig. 4) quindi i soli elementi da considerare sono la capacità del cavo (dai 100 ai 250 pF per metro) e la resistenza di polarizzazione della griglia o potenziometro, il primo agli effetti della attenuazione e la seconda, oltre a questi, a quelli della deformazione della curva di risposta. Come abbiamo visto il valore di questa resistenza non deve mai essere in pratica inferiore ad un certo valore se non si vuole compromettere la resa delle note gravi, essa può essere di 200÷250 kohm se si vogliono attenuare i bassi e di 1 Mohm (fino a 5 o 6) se si vuole mantenere pressochè inalterata la resa del rivelatore. Agendo sul valore di questa resistenza si può modificare in infiniti modi la curva di resa del rivelatore stesso.

Nel sostituire un rivelatore piezoelettrico ad uno elettromagnetico è necessario prima verificare che nell'interno

La **Micro-Radio LYNX** presentando i requisiti dei migliori apparecchi di normale costruzione, ha rispetto ad essi l'indiscutibile vantaggio di una estrema praticità d'uso, per il minimo ingombro che essa può rappresentare nel bagaglio di un turista.

- Larghezza .... cm. 10
- Spessore .... cm. 4
- Lunghezza .... cm. 22
- Supereterodina a 5 valvole
- Altoparlante ad alta fedeltà
- Accumulatore ricaricabile in casa
- Antenna incorporata

Funziona anche con normale corrente alternata

La **Micro-Radio LYNX** viene fornita con speciale raddrizzatore per ricarica degli eccumulatori in una comune presa di corrente.

La radio tascabile

M. E. R. I. VIALE MONTENERO, 55 - TELEFONO 581.602 - **MILANO**

dell'apparecchio o dell'amplificatore non vi siano resistenze di carico sulla linea del rivelatore (attacco pick-up); all'uopo basterà controllare con un tester fra le boccole della presa che la resistenza non sia inferiore ai 0,3÷0,5 Momh. Spesso negli apparecchi è presente una resistenza di carico per il pick-up di 5000÷15000 ohm che, se non viene eliminata, altera totalmente i risultati dell'applicazione del piezo-rivelatore.

Chiudiamo queste note ricordando che, data l'elevata impedenza interna del piezorivelatore è sempre necessario usare per il suo collegamento del cavo schermato in quanto tale linea capta assai più facilmente ronzio elettrostatico che nel caso del rivelatore elettromagnetico.

Per contro nei casi in cui il rivelatore elettromagnetico capta il ronzio a causa dei campi magnetici dispersi del motorino o di trasformatori, casi che è cosa estremamente difficile poter eliminare, il piezoelettrico risolve pienamente il problema essendo completamente insensibile a tali campi.

*

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE STABILIZZATI

(segue da pag 63)

verso ad L' ed L non è uguale a causa delle diverse induzioni a parità di sezione di nucleo, si farà in modo che il nucleo di L' presenti un traferro tale per cui pur mantenendo sempre l'induzione di 9500 Gauss lasci passare una corrente uguale a quella che assorbirebbe l'avvolgimento L alimentato alla sua tensione di lavoro, la corrente assorbita è:

$$I\% = \frac{l_m \cdot B^4 \cdot 10^{-4}}{1{,}4 \cdot N \cdot I_r}$$

dove: l_m = lunghezza magnetica del nucleo in centimetri; B = induzione; N = numero di spire; I_r = corrente a pieno regime, ossia VA/V.

La tensione E è uguale a:

$$E = 4{,}44\ f\ (N'B'S') + 4{,}44\ f\ (NBS) \cdot 10^{-8}$$

dove: $N'B'S'$ = numero spire, induzione e sezione del nucleo relativi al trasf. di L'; NBS = come sopra ma per l'autotrasformatore; f = frequenza; quanto sopra in termini approssimati, in termini esatti è:

$$E = \frac{(L_a/L_b) + [1 - 2\ \pi f L'C\ ((n_1/n_2) + 1)^2]}{1 + (n_1/n_2)}$$

REALIZZAZIONE

In fig. 3 è dato lo schema di un tale trasformatore che può essere senz'altro costruito e che permette di ottenere stabilizzazioni del ±1% con una variazione della tensione in entrata del ±15%.

I valori dei vari componenti sono i seguenti:

S1 = nucleo di lamierino magnetico perdita 1,2 watt/kg, spessore 0,35 mm, sezione netta di 8 cmq.

S2 = nucleo composto come sopra, ma avente una sezione netta di 10 cmq.

L' = 365 spire filo 7/10 smalto.

L''' = 106 spire 5/10 smalto.

L = 670 spire 7/10 smalto con presa ogni 67 spire (10 prese in tutto).

C = 20 microfarad - 1500 volt a carta.

Le dieci prese sull'avvolgimento L sono utili non solo per la messa a punto, ma anche qualora si vogliono avere tensioni diverse in uscita. All'inizio della messa a punto si possono includere 268 spire di L; il dispositivo è sensibile alle variazioni della frequenza di rete, in media l'1% di variazione nella frequenza provoca una variazione del 3% nella tensione. Quando il dispositivo lavora nel tratto stabilizzante, o quanto meno si è raggiunta la stabilizzazione, si noterà un brusco cambiamento nella corrente assorbita e una caratteristica vibrazione nel pacco di lamierini di $S2$. Si può provare allora a variare la tensione in entrata E e leggere all'uscita, dopo aver applicato un carico, la corrispondente variazione. La potenza ottenibile è di 80 watt, impiegando per gli avvolgimenti L' ed L filo smalto da 1,3 mm e per L''' filo da 1 mm la potenza ottenibile è di circa 200 watt.

Nella impaccatura dei nuclei occorrerà almeno per $S2$ curare che non vi siano traferri e i lamierini risultino bene intercalati. Il traferro di $S1$ è invece consigliabile che sia regolabile affinchè si possa agire su di esso per una buona messa a punto.

*

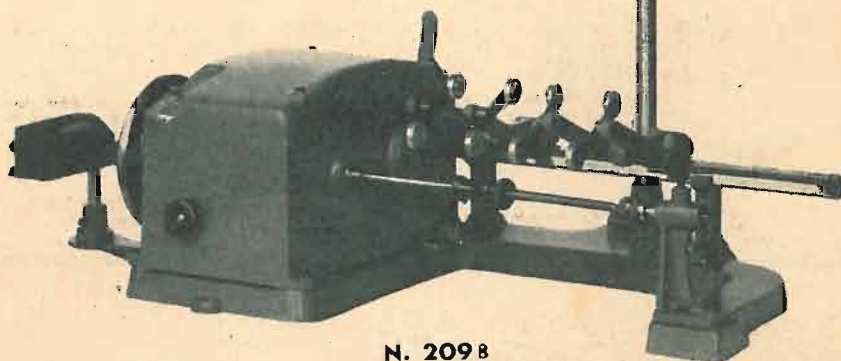
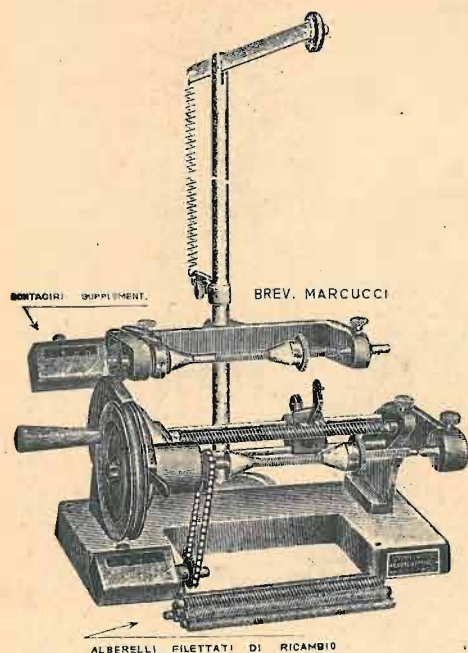
Macchine Bobinatrici

con portarocchetto Brevettato Marcucci

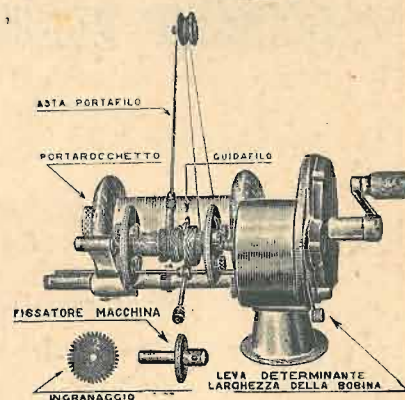
Tipi N. 2093, 2004, 2095, per la fabbricazione di avvolgimenti per trasformatori di bassa ed alta frequenza per radio e trasformatori di alimentazione per telefoni, campanelli, ecc., bobine di Self e bobine di eccitazione per altoparlanti.

Tipo speciale N. 2098 con trasmissione a cremagliera in bagno d'olio: adatta per avvolgere contemporaneamente da 2. a 8 bobine.

I portarocchetti delle suddette macchine sono muniti del dispositivo brevettato Marcucci con contagiri che registra il numero di giri dell'asse portarocchetti, per il controllo delle rotazioni compiute dalla bobina che si svolge.

CONTAGIRI SUPPLEMENTARE
BREVETTO MARCUCCI

N. 2098

N. 2090

Tipo N. 2090 di lieve costo e di minimo ingombro, per l'uso sia a mano che a motore. Corredato di 12 alberi filettati intercambiabili a passo fisso e del portarocchetto con dispositivo brevettato Marcucci con contagiri, che riporta il numero di giri dell'asse portarocchetto.

Tipo N. 2091. Presenta i vantaggi della macchina N. 2090 ed è più completa, in quanto si possono ottenere tutti i passi che si desiderano per mezzo di un variatore graduale. Un nottolino apposito rende possibile l'inversione di marcia anche durante il lavoro.

N. 2085

Bobinatrice a nido d'ape con funzionamento a mano o a motore. Di modicissimo costo, per la fabbricazione di bobine a minima perdita e a minima capacità, atte per stadi di ingresso, M.F., impedenza ad A.F. per apparecchi radio. Massima precisione delle bobine prodotte.

CHIEDETECI OFFERTE - VISITATECI ALLA FIERA DI MILANO SEZ. RADIO POST. N. 1575

dove esponiamo altre interessanti novità: cesoie foratelai per radio, morse portatelai, saldatori lampo. schermaggi per autoradio, zoccoli adattatori, zoccoli con fusibile per la protezione per le valvole, ecc.

M. MARCUCCI & C. - MILANO

Via Fratelli Bronzetti, 37 - Telefono 52.775

L'ALTA FREQUENZA NELL'INDUSTRIA

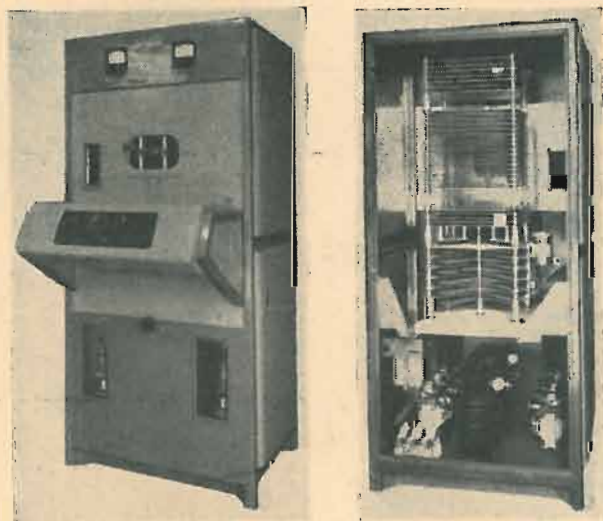
In questi ultimi anni la conquista di campi nuovi per l'alta frequenza nella tecnica industriale ha raggiunto successi notevoli; non sempre però la visione del campo di impiego è tanto netta o sufficientemente informata per permettere una oculata scelta degli apparecchi, o dei sistemi, tale da poter ricavare da essi il massimo dei vantaggi economici e il meglio in linea di produzione.

Riteniamo opportuno perciò, sulla base delle informazioni forniteci da una delle più importanti ditte costruttrici di modernissime apparecchiature elettroniche, di fare cosa utile sottolineando nei concetti essenziali i campi di impiego e le caratteristiche preminenti che possono determinare la scelta dei tipi di apparecchi negli svariati campi di applicazione.

ALTA FREQUENZA

Determiniamo intanto cosa va inteso per corrente ad alta frequenza nel senso dell'utilizzazione industriale.

La corrente industriale normalmente attinta dalle reti di distribuzione, ha una frequenza in Italia compresa tra i 40 ed i 50 periodi al secondo. Questa frequenza va sotto il nome di frequenza industriale.

Vi è poi una particolare gamma di frequenza di corrente industriale che può arrivare fino ai 10.000 periodi al secondo e che è in linea di massima prodotta dall'utente stesso, per i suoi speciali usi, trasformando la corrente industriale delle reti di distribuzione in corrente alternata di più alta frequenza ma contenuta sempre nel campo delle frequenze basse o acustiche.

Forno ad AF per trattamento termico dei metalli. A destra l'interno.

Quando invece si parla di alta frequenza nel senso proprio della parola, ci riferiamo alle correnti che hanno una frequenza superiore ai 30.000 periodi al secondo e che sono cioè già nel campo delle onde radio.

Mentre per la produzione di correnti a frequenze industriali o a frequenze acustiche si preferisce per gli usi industriali la produzione a mezzo di macchine rotanti, nel caso delle correnti ad alta frequenza si fa uso quasi esclusivamente di circuiti impieganti valvole termoioniche.

Anche in questo caso si tratta di trasformare l'energia elettrica attinta dalla rete industriale in energia ad alta frequenza.

Il rendimento in questo ultimo caso in quantità e costo è alquanto inferiore a quello delle macchine rotanti in quanto non supera in linea di massima il 50 %.

E' questa la ragione per la quale in molti casi l'impiego dell'energia ad alta frequenza è proibitivo così che in America si parla di « riscaldamento di lusso » quando essa viene impiegata per riscaldamento.

Bisogna subito notare però che di fronte a questi inconvenienti esistono i vantaggi dovuti alle peculiari caratteristiche dell'energia ad alta frequenza che ne rendono l'impiego preziosissimo e talvolta indispensabile in tutta una vasta serie di applicazioni.

IMPIEGO

L'utilizzazione dell'energia ad alta frequenza si riferisce a due tipi ben distinti; l'uno relativo al riscaldamento di corpi conduttori (metalli) l'altro a quello di corpi coibenti (isolanti come: resina, legno, vetro, ecc.); per il riscaldamento di corpi metallici (essenzialmente ferro e suoi derivati) si sfruttano le proprietà di un campo magnetico ad alta frequenza, mentre nel caso di riscaldamento di materiale coibente o comunque cattivi conduttori, si utilizzano le proprietà di un campo elettrico ad alta frequenza.

Sia il campo elettrico che quello magnetico sono alimentati da un generatore di energia ad alta frequenza.

APPLICAZIONI

Riscaldamento a induzione. — E' noto il principio secondo il quale immergendo un conduttore in un campo magnetico variabile, si manifestano nel conduttore stesso delle correnti indotte. E' forse meno noto che queste correnti con l'aumentare della frequenza delle variazioni, tendono a localizzarsi alla periferia del corpo conduttore fino a interessare spessori talvolta molto piccoli per le frequenze più alte. E' questo il fenomeno che va sotto il nome di effetto pellicolare.

In metallurgia e sopratutto nel trattamento termico degli acciai le applicazioni dei forni ad alta frequenza possono portare un contributo meraviglioso alla rapidità, accuratezza, efficienza, precisione e riduzione degli scarti nella produzione, e quindi alla economia e alla perfezione della produzione.

Si consideri il caso di pezzi di acciaio da cementare o da temperare o di ghisa da ridurre laddove il trattamento debba limitarsi, per requisiti intrinseci alla funzionalità del pezzo, alla sola superficie come ingranaggi, perni, ecc.

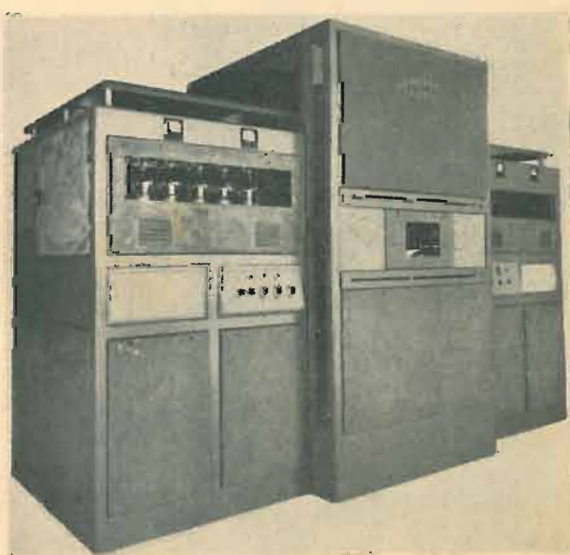
I pezzi non soffrono, una volta introdotti nell'apparecchio utilizzatore del forno ad alta frequenza, il riscaldamento completo e quindi le conseguenti deformazioni, in quanto il riscaldamento viene limitato alla parte superficiale del pezzo da trattare potendosi regolare la profondità di penetrazione del riscaldamento regolando il tempo di permanenza nella utilizzazione del forno.

D'altra parte laddove si esigesse la fusione addirittura del pezzo, questa avverrebbe naturalmente dalla periferia verso l'interno come per una qualsiasi altra forma di riscaldamento.

Un altro caso caratteristico degno di rilievo è quello delle brasature o anche quello delle semplici saldature a stagno che interessano sopratutto la zona perimetrale.

Come caso specifico si tenga presente quello della saldatura del contorno di scatolette che si può ottenere sagomando opportunamente la spirale dell'utilizzatore, e si può arrivare persino ad una disposizione automatica che permette l'inserzione del forno nella lavorazione a catena e quindi una grande possibilità di produzione.

Altro caso degno di nota è quello della trafilatura. E' noto come di tanto in tanto occorra ricuocere il materiale in lavorazione per eliminare incrudimenti superficiali. In questo caso

Forno ad AF per trattamento termico dei metalli. Potenza 60 KW.

la ricottura della barra in trafilazione è fatta in maniera semplicissima facendola passare attraverso una bobina costantemente energizzata dal forno ad alta frequenza opportunamente predisposto.

Prezioso è il contributo portato dall'energia ad alta frequenza nella fusione in atmosfere inerti dove sarebbe impossibile l'impiego di combustibile: in questo caso il materiale da fondere può essere messo in un crogiolo chiuso in una campana circondata dalle spirali dell'utilizzatore.

Infine possiamo segnalare il caso della preparazione di pezzi a copertura molto sottile come la latta dove il riscaldamento a induzione può essere impiegato per far scolare l'eccesso di materiale coprente.

RISCALDAMENTO DIELETTRICO

Due piastre affacciate, rappresentano un normale condensatore. Se a queste piastre viene fornita energia ad alta frequenza nello spazio tra le due piastre esiste un campo elettrico. Una sostanza normalmente isolante posta in un campo elettrico di tal genere è sollecitata a vibrare con la stessa frequenza dell'energia fornita alle piastre.

Se è vero che un pezzo di materiale insolante non si muove essendo dotato di inerzia generalmente troppo grande per seguire la vibrazione, è pur vero che le singole molecole del massello vibrano con la frequenza dell'energia fornita alle piastre, riscaldandosi per attrito.

Completamente diverso in natura ed effetto è perciò il sistema di riscaldamento dielettrico, in quanto, mentre con i soliti sistemi di riscaldamento per far penetrare il calore in un massello di materiale isolante occorrono diverse ore, specialmente se le temperature da impiegare sono molto basse in relazione alla temperatura di infiammabilità del materiale trattato ,con il riscaldamento dielettrico si attacca col calore direttamente tutta la massa di materiale dalla superficie fino ai punti più interni del pezzo.

Questo è il vantaggio essenziale di questo particolare sistema di riscaldamento.

Ad esempio per riscaldare una spessa lastra di legno si procede normalmente mettendola fra due piani riscaldanti portati alla temperatura di 120. Se lo spessore è di qualche centimetro, prima che il calore abbia raggiunto l'interno occorre qualche ora, si può alzare la temperatura dei piani scaldanti senza bruciare il legno.

La stessa lastra posta in un adatto utilizzatore di un forno ad alta frequenza la si riscalda uniformemente in alcuni secondi.

Un idea più completa delle svariate industrie nelle quali possono utilmente essere impiegati i forni ad alta frequenza è fornita dell'elenco qui sotto riportato:

Forno ad AF per riscaldamento dielettrici.

Forno ad AF per riscaldamento dielettrici. (Vista interna dell'utilizzatore).

Tessili

- Essicazione del filo dopo la torcitura.
- Essicazione rapida dell'appretto sul filo.
- Essicazione di stoffe.

Pellami

- Collaggio rapido.
- Preriscaldamento dei cuoi per lavorazioni speciali.
- Agglomerati.

Gomma

- Preriscaldamento per lo stampaggio.
- Vulcanizzazione.
- Devulcanizzazione.
- Preparazione della gomma soffiata anche in forte spessore.
- Preriscaldamento per la estrusione.

Carta

- Essicazione rapida della carta.
- Impregnazione rapida.
- Essicazione dell'inchiostro dopo la stampa.

Legno

- Compensati sopratutto di forte spessore, con colla sintetica a indurimento rapido.
- Incollaggio rapido di parti in legno.
- Impiallicciatura.
- Preparazione di conglomerati.
- Incollaggio di pannelli curvi e comunque sagomati.

Resine

- Preriscaldamento delle resine da stampaggio.
- Preparazione di laminati.
- Incollaggio di pellicole termoplastiche.

Ceramica

- Essicazione rapida dei blocchi da forno.
- Impregnazione.

Tabacco

- Essicazione del tabacco miscelato, tagliato e tosato.
- Controllo delle fermentazioni del tabacco sia in massa che impaccato.

L'elettronica industriale italiana si è già portata in questo campo all'altezza delle più progredite industrie mondiali.

Alla XXV Fiera di Milano abbiamo visto ad esempio fra le altre notevoli realizzazioni, nel padiglione della Montecatini un forno ad alta frequenza per il riscaldamento delle materie plastiche da stampare e ancora negli stessi stands della Magneti Marelli una linea completa di forni elettronici per i più svariati usi dell'industria.

LEONARDO MATTIELLO

Le fotografie sono riprodotte per gentile concessione della Fabbrica Italiana Magneti Marelli.

Soppressore dinamico di disturbi

di John D. Goodell

RADIO NEWS Gennaio 1948

Inizia l'articolo una brevissima rassegna dei vari espedienti più o meno pratici realizzati sinora per eliminare i disturbi che accompagnano il segnale amplificato nell'esecuzione di musica riprodotta. La banda passante in un amplificatore sta in rapporto diretto con il contenuto percentuale di disturbo, si dovrà quindi addivenire ad un compromesso tale da dare un conveniente rapporto segnale disturbo tenendo presente che le condizioni più sfavorevoli di questo rapporto si hanno durante la riproduzione di segnali di livello debole. Il compromesso su accennato, in seguito alla considerazione fatta sul rapporto segnale disturbo, porta quindi a pensare di allargare la banda in presenza di segnali forti e viceversa restringerla per segnali deboli essendo lo spettro delle audio frequenza in pratica poco influenzato dal taglio delle frequenze alte.

A parer dell'A. un ottimo soppressore di rumore deve rispondere ai seguenti requisiti:

1) Automaticamente e continuamente regolare la larghezza di banda in maniera da fornire sempre un ottimo rapporto segnale disturbo.

2) La larghezza di banda dovrebbe esser comandata dal segnale e non dovrebbe allargarsi per eventuali disturbi di elevato livello.

3) Le frequenze di taglio inferiori e superiori dovrebbero essere controllate indipendentemente dalle caratteristiche musicale del segnale.

4) Non dovrebbe causare alcuna espansione o compressione di volume.

5) La banda passante dovrebbe allargarsi, rapidamente per un improvviso brillante musicale, e chiudersi rapidamente per eliminare il seguente adagio affinchè questo venga riprodotto scevro di rumori ma questo passaggio dalla massima banda passante alla minima non dovrebbe essere così rapido da eliminare una pur debole riverberazione dell'improvviso musicale.

6) La frequenza di taglio sia superiore che inferiore dovrebbe essere rapida quando praticamente è possibile con circuiti resistenza-capacità (RC).

7) Dovrebbe essere regolabile sia per la massima larghezza di banda che per la minima in maniera che la banda passando nelle migliori condizioni di rapporto segnale disturbo, fosse determinata dalle frequenze estreme dello spettro musicale del segnale. Sarebbe pure desiderabile poter ridurre moltissimo la banda negli istanti in cui nessun segnale è presente.

8) La distorsione per armoniche o per modulazione incrociata introdotta dal soppressore di disturbo dovrebbe essere trascurabile.

9) La presenza del soppressore di disturbi non dovrebbe in alcun modo influenzare la fedeltà musicale del disco riprodotto.

Il circuito soppressore dinamico di disturbo in oggetto realizzato e brevettato da Hermon Hosmer Scott rappresenta la sola realizzazione compiuta sinora che basandosi su questo principio riunisce in se i requisiti su esposti.

Il principio basilare comporta l'uso di tubi a reattanza controllati adoperati quali mezzi di correzione dei filtri di taglio alle basse e alle alte frequenze. Il circuito del tubo a reattanza capacitiva è riprodotto nella figura 1.

La forma della curva Ip. Eg. è largamente controllata dalla tensione della griglia schermo la quale è controllata dal partitore di tensione R3/R5. Il punto di funzionamento per una data tensione di schermo è regolata dal potenziometro catodica R2 e dalla tensione negativa applicata alla griglia di modo che la pendenza del tubo può essere controllata variando uno degli elementi di cui sopra.

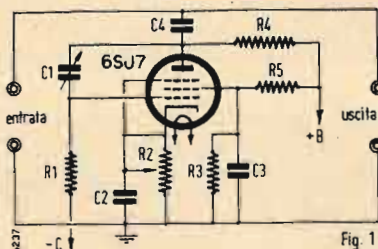
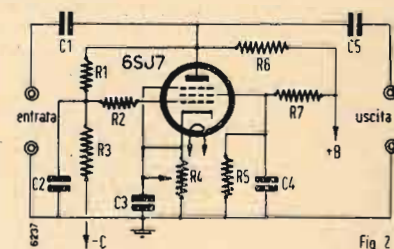
C4 è un compensatore di blocco. C1 e R1 formano un partitore di tensione che varia lo sfasamento di questa al variare della frequenza di modo che la percentuale della tensione del segnale che attraversa il partitore e che è in parte applicato alla griglia controllo del tubo a reattanza varierà direttamente con la frequenza e questa tensione applicata alla griglia principale del suddetto tubo determinerà una corrente anodica in esso e quest'ultima produrrà una caduta di tensione sfasata di 90° di modo che il tubo si comporterà come una reattanza capacitiva. Il comportamento capacitivo del tubo varia al variare di C1 come pure al variare della pendenza del tubo stesso.

Un circuito simile è riprodotto nella figura 2 senonchè in questo circuito il tubo a reattanza si comporta come un reattore cioè causa uno sfasamento della corrente anodica in ritardo e viene a comportarsi come un filtro passa alto.

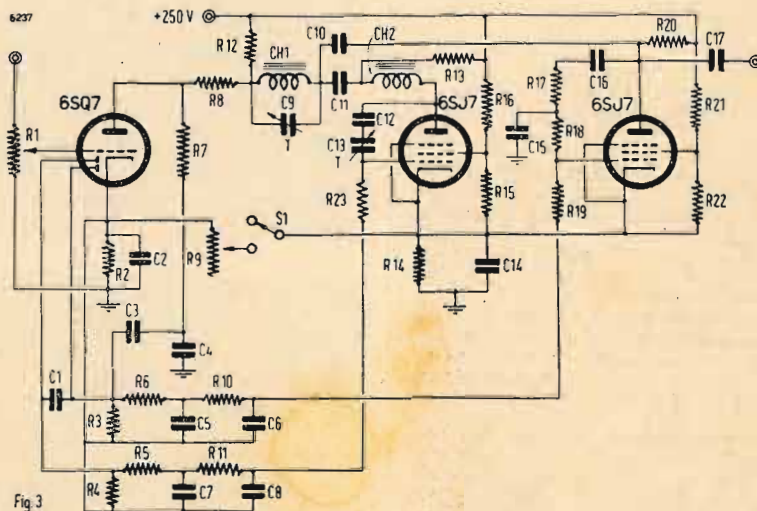
Fig. 1

La figura 3 riproduce lo schema di una semplice versione del soppressore dinamico applicabile ad un comune amplificatore radio fonografico senza eccessiva spesa.

Il Q effettivo dei circuiti di filtro è controllato dal valore fissato per la resistenza di catodo nei circuiti dei tubi a reattanza e queste condizioni sono legate al tipo dei tubi usati e pure ai requisiti richiesti.

Il segnale d'ingresso è amplificato dal tubo V1 e una porzione di esso è applicata al rettificatore filtrato che si vale dei due diodi dello stesso tubo amplificatore V1. Una porzione di questa tensione è filtrata in modo tale da contenere unicamente la metà superiore delle frequenze relative allo spettro del segnale d'ingresso.

Questa tensione continua risultante da questa porzione di frequenze rettificate viene applicata alla griglia del tubo a reattanza capacitiva, questa tensione tende a diminuire la pendenza di tale tubo in presenza di frequenze elevate. La porzione di spettro contenente un forte ammontare di frequenze elevate di disturbo è al di sopra della nota fondamentale più elevata nella gamma delle frequenze musicali, e qualsiasi energia musicale in questo spettro di frequenze elevate deve essere una porzione della struttura armonica di una fondamentale compresa nella gamma delle frequenze rettificate, all'uopo il circuito del filtro per il controllo della tensione è previsto in modo tale che ogni qualvolta sono presenti, delle note fondamentali con un forte contenuto di armoniche il tubo a reattanza viene portato all'interdizione.

Dall'altra parte l'energia di disturbo nello spettro delle armoniche è attenuata e non può quindi influenzare il tubo a reattanza inoltre il filtro passa banda di controllo elimina le frequenze basse che non hanno frequenze armoniche apprez-

Elenco materiale usato: **Resistenze:** R1=potenziometro 0,5 megaohm; R2=220 ohm; R3=4 megaohm; R4=2,2 megaohm; R5, R13, R20=470 kohm; R6, R10, R11, R17, R18=1 megaohm; R7, R8, R16, R21=100 kohm; R9=reostato 500 ohm R12=33 kohm R14=2000 ohm; R15, R22=10 kohm; R19=220 kohm; R23=47 kohm; tutte le resistenze sono da 1/2 watt. **Condensatori:** C1, C4=500 pF, mica; C2=20 microF, 25 V, elettrolitico; C3=0,001 microF, 400 V; C5, C6=0,05 microF 400 V; C7, C10, C11, C17=0,01 microF, 400 V; C8, C12, C15, C16=0,005 microF, 400 V; C9=50 pF, trimmer; C13=100 pF, trimmer; C14=100 microF, 25 V, elettrolitico.
CH1=2,4 H, choke; **CH2**=0,8 H, choke.

zabili nella gamma dei 4000 ÷ 5000 periodi.

Così sintanto che la musica è presente nello spettro delle frequenze all'ingresso dell'amplificatore (e quindi maschera il disturbo) il tubo a reattanza è bloccato per effetto della tensione filtrata e raddrizzata.

Questo tubo a reattanza funziona con una parte di circuito serie LC di modo che si ha una azione ripida di filtraggio.

I filtri che vengono a controllare il tubo a reattanza induttiva e cioè quelli passanti le frequenze basse sono progettati in modo tale da passare la banda inferiore dello spettro musicale. Moltissime frequenze basse di rumore non contengono un numero apprezzabile di armoniche e non possono quindi aprire il canale delle frequenze basse e quindi passare mentre, un tamburo, o qualsiasi altro strumento musicale che abbia una frequenza fondamentale bassa ha uno spettro di armoniche sufficiente ad aprire il canale delle frequenze basse. Le frequenze più alte sono eliminate in maniera tale che le frequenze fondamentali superiori non comanderanno il tubo a reattanza induttiva quando il segnale musicale mancherà di note basse. I soppressori di rumori si possono quindi dividere in due grandi categorie: ad una appartengono i tipi che sopprimono i rumori agendo sull'ampiezza di tutto lo spettro di frequenze o solo su parte (tipo verticale), all'altra categoria appartengono i circuiti che variano la larghezza di banda amplificata e questa seconda categoria di circuiti soppressori di rumori (tipo orizzontale) presenta numerosi vantaggi rispetto alla prima. La caratteristica del circuito in oggetto è che i canali passanti sia per le frequenze basse, sia per le frequenze alte, sono continuamente variabili, ed è appunto il segnale presente all'ingresso che determina la larghezza del canale.

Le condizioni di massima soppressione di banda (massimo restringimento del canale) si hanno per ingresso zero o per livelli molto bassi e riducono la banda passante a circa 2 sole ottave della scala musicale. Nella figura 3 è indicato un filtro fisso costituito da un ceto L & C in parallelo e posto in serie al ceto per le frequenze alte, questo filtro elimina i segnali a frequenza molto elevata e che non vengono registrati normalmente sui dischi. L'accordo di tale ceto si aggira su frequenze dell'ordine di 10 kHz nel caso che l'amplificatore venga usato in un radio ricevitore; questo ceto ha pure un secondo compito e cioè quello di eliminare i fischi di eterodinaggio. In amplificatori a banda molto larga questo ceto può essere accordato a 15 kHz. In sede di messa a punto per ogni esecuzione si potrà rendere il complesso più o meno sensibile alle variazioni di banda passante, agendo sulle costanze di tempo dei ceti, è ovvio che un tale dispositivo sarà tanto più soddisfacente quanto più pronto sarà il controllo.

Per realizzazioni che possono rispondere a qualsiasi tipo di esigenze musicali il ceto è piuttosto complesso, mentre per normali apparecchi commerciali la realizzazione è assai semplice.

L'esecuzione più semplice è quella che fa uso di un solo tubo a reattanza capacitiva e che corregge unicamente la banda superiore mentre la banda inferiore non viene controllata. In apparecchiature di elevata qualità dovranno porsi invece due tubi a reattanza e controllare l'intero spettro e questo è ovvio perchè eliminando solo i rumori a frequenza elevata i rumori a frequenza bassa essendo gli unici presenti, verranno maggiormente notati.

Non si può pensare di controllare con un solo tubo tutta la banda che vuol riprodurre, ed è per questo che a volte per canale delle frequenze alte, allo scopo di ottenere un controllo più efficace, si fa uso di tubi 2 a reattanza, dividendo così il compito del controllo del canale delle frequenze alte fra questi due tubi; questo ben inteso nelle realizzazioni di maggiori esigenze. Come si sarà constatato, la funzione di questo complesso non è solamente quella di eliminare i rumori ma a causa della variabilità della banda si viene ad avere una attenuazione od una esaltazione e cioè in ultima analisi, una espansione o una compressione con evidenti risultati musicali. Vari sono i ceti di filtro che possono usarsi, ma i migliori risulati si sono avuti con ceti RC. La fig. 4 rappresenta gli oscillogrammi ottenuti in varie condizioni statiche di funzionamento usando uno spazzolatore da 50 a 15.000 periodi. Nell'oscillogramma A si osserva la banda parzialmente chiusa in B la massima soppressione, in C la massima esaltazione delle frequenze basse e la massima attenuazione delle frequenze alte, in D la massima esaltazione delle frequenze alte, con massima attenuazione delle frequenze basse, ed infine in E esaltazione contemporanea delle frequenze alte e basse. I vantaggi che questo soppressore di rumore assomma sono svariati. Qualsiasi tendenza all'innesco in qualsiasi punto viene minimizzato dalla pronta azione dei tubi a reattanza. In complessi dove il ceto di reazione negativa negli stadi amplificatori non è in condizioni di ottimo per le frequenze basse il soppressore di rumori viene a ridurre gli effetti dei transitori, come pure verrà ad essere diminuita la distorsione dovuta a effetti di modulazione incrociata, e tutto questo sempre per effetto di limitazione di banda. Queste limitazioni sono parzialmente vere perchè la chiusura della banda viene di per sè stessa a creare una distorsione per il fatto che toglie le armoniche del segnale in questa regione; pure importante è il fatto che l'orecchio umano apprezza maggiormente una distorsione ad elevato livello di potenza che non con un livello basso. L'intera banda di un amplificatore con un soppressore di rumori di questo genere ha raramente la completa apertura, salvo che per passaggi brillanti di pieni orchestrali, dove lo spettro è così complesso che l'orecchio riesce difficilmente ad apprezzare una distorsione a meno che il livello di riproduzione non sia notevolmente alto. Questo soppressore quindi non sarà indicato in complessi dove si richieda realmente una elevatilssima fedeltà,mentre all'incontro sarà indicatissimo in complessi radio fonografici laddove la fedeltà entra in compromesso con l'economia di costo e dove ciò nonostante è desiderata sempre un'ottima e piacevole riproduzione sonora.

Questo circuito è ormai fuori dal laboratorio e ha riscosso largo credito tanto che ha già trovato vaste applicazione, tra le quali le più comuni si trovano in complessi radio fonografici ed in stazioni di radio-diffusione circolare sia AM. che FM.

Fig. 4. — *Dall'alto: oscillogrammi A, B, C, D, E (vedi testo).*

NOTA DI RECENSIONE

In altro punto della Rivista citata si trova un amplificatore, con incorporato il soppressore dinamico di disturbi, presentato dalla « Minnesota Electronics Corporation » rispondente ai seguenti requisiti:

Potenza d'uscita: sei watt con contenuto totale di armoniche minore dell'1% e venti watt con meno del 3% di armoniche.

Banda riprodotta: 25 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB.

Rumore di fondo a livello normale: — 85 dB.

Valvole usate: una 5U4G, una 6SC7, tre 6SG7, due 6SJ7, una 6SQ7, una 6H6, una 6J5, due 6L6, una 12SL7, una 6AL7, occhio magico (vedi « L'Antenna », anno XIX, n. 21-22).

Le due sezioni dell'occhio magico sono usate rispettivamente per indicare la larghezza di banda sia per il canale delle frequenze basse sia per il canale delle frequenze alte.

Controlli: controllo di volume; controllo fonoradio; commutatore a 5 posizioni

per le seguenti larghezze di banda:
(a) 20 ÷ 20.000 Hz
(b) 30 ÷ 12.000 Hz
(c) 40 ÷ 8.000 Hz
(d) 50 ÷ 6.000 Hz
(e) 60 ÷ 4.500 Hz

questa ultima posizione solo per fono.

Questa realizzazione segue il principio del soppressore dinamico di disturbi descritto prima, incorporando uno stadio amplificatore, un amplificatore della tensione di controllo raddrizzata, un rettificatore per il doppio controllo della ensione rettificata relativa alle due bande; un tubo a reattanza induttiva e due tubi a reattanza capacitiva.

Nella regione dei 10 kHz è stato posto un filtro che permette di spostare a piacere il filtraggio della banda alta. Questo complesso è in vendita a 248 $. (RB)

Wattmetro di bassa frequenza

di I. Queen

RADIO CRATT Dicembre 1947

Quest'articolo s'inizia con una discussione sulla criticità di poter giudicare ad orecchio la sensibilità di un ricevitore, come pure la larghezza di banda od altre caratteristiche; d'altra parte fra le principali caratteristiche di un amplificatore stà la potenza che questo può fornire misurata in watt.

Una misura diretta di potenza per BF non è cosa semplice; comunemente questo genere di potenza viene riportata ad una misura di tensione eseguita ai capi di un carico puramente resitivo da cui si avrà: $W = V^2/R$ oppure misurando la corrente e cioè $W = RI^2$.

Lo strumento descritto qui è un wattmetro di BF a lettura diretta, costituito in modo da lavorare su bassa impedenza, per porsi nelle condizioni in cui lavora l'altoparlante, viene quindi ad essere collegato ai capi del secondario del trasformatore d'uscita. I valori di impedenza previsti sono di 4—8 e 16 ohm, valori intermedi di impedenza portano ad errori trascurabili.

Su impedenza 8 ohm lo strumento indicatore da la lettura diretta in watt. Questo strumento è un micro-amperometro a 200 microA fondo scala e montato sullo strumento misura 20 watt a fondo scala su impedenza di 8 ohm, su impedenza 4 e 16 ohm, le indicazioni vanno rispettivamente divise o moltiplicate per due.

Il principio su cui questo è basato è semplicissimo, una valvola 6SQ7 è montata come un rivelatore quadratico, e la stessa legge segue anche la potenza dissipata nel circuito di griglia, ne consegue che un misuratore della corrente rettificata potrà essere tarato direttamente in watt.

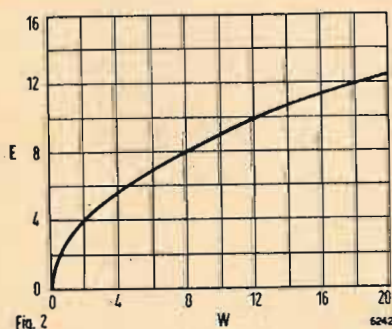



Fig. 2

Questo strumento incorpora pure un altoparlante quale monitore. Lo schema rappresentato in figura 1 indica chiaramente che detta apparecchiatura è di facile costruzione come pure la taratura. La tensione di placca della 6SQ7 è di circa 120 volt e il negativo di griglia 2,2 volt.

Essendo la corrente anodica minore di 1mA è consigliabile l'uso di un microamperometro di 500 microA fondo scala od anche meno.

Per la taratura di questo strumento si procederà nel modo seguente; dapprima agendo sul potenziometro a filo di 500 ohm si porterà il tubo dell'interdizione (è tollerata una corrente anodica residua dell'1% del fondo scala) si chiuderà il commutatore di impedenza sul Z=8 ohm. Ai morsetti d'ingresso si dovrà applicare una tensione regolabile avente una frequenza di 60 periodi.

Il grafico riprodotto in figura 2 rappresenta le tensioni da applicarsi all'ingresso e l'andamento della corrente anodica in funzione della potenza.

Per esempio un ingresso di 1 volt determinerà una potenza di 2 watt che corrisponde a 20 microA (il potenziometro di griglia va quindi regolato per questo valore di corrente anodica); per qualsiasi altro valore si avrà che l'andamento della la sarà lo stesso indicato dal grafico di fig. 2, seguendo le istruzioni di cui sopra si potranno avere delle ottime approssimazioni, se queste si vorranno migliorare ciò sarà possibile a mezzo piccole regolazioni.

Aumentare il negativo di griglia (e tensione di placca se necessario) per produrre una maggiore estensione di lettura e viceversa. In altre parole se la parte inferiore della scala ritarda aumentare la R del potenziometro a filo di 500 ohm; la resistenza di catodo ha lo stesso effetto di allargamento se viene diminuita; leggere regolazioni possono pure essere fatte sul potenziometro di griglia di 2.000 ohm.

Dopo alcune regolazioni il Wattmetro avrà una taratura compresa in un errore minore del 2%.

L'altoparlante ausiliario può essere inserito o no a piacere, esso porta in parallelo una resistenza di 10 ohm regolabile, per portare l'impedenza a 4 ohm: questa regolazione è esatta quando escludendo o includendo l'altoparlante non si hanno variazioni di indicazione nello strumento anodico.

Questa apparecchiatura incorpora pure un oscillatore di BF il quale, dato le sue basse tensioni di lavoro, produce una bassissima distorsione e questo anche a causa del bassissimo grado di reazione che è al limite di innesco.

L'induttanza dell'oscillatore può essere costituita da un'impedenza su ferro o da un avvolgimento di trasformatore.

Una piccola induttanza con in parallelo una capacità elevata, sono queste le condizioni di ottimo per non avere distorsioni. La frequenza di tale oscillatore dovrebbe essere di circa 400 periodi al secondo.

Lo strumento anodico della 6SQ7 è provvisto di interruttore per corto circuitarlo per proteggerlo quando non è in uso.

Oscillatore modulato tascabile

di Charles Urban

RADIO CRAFT Gennaio 1948

Molti oscillatori tascabili sono già stati descritti ma quelli realmente tali da essere qualificati tascabili appartengono al tipo dei ronzatori elettromeccanici i quali emettono treni di oscillazioni le cui armoniche possono, a seconda degli intenti, essere più o meno esaltate.

I sudetti complessi, hanno applicazione limitata e sia la forma d'onda che la stabilità di questa non sempre si mantiene nei limiti di tolleranza. Il complesso descritto dall'A. è stato appositamente progettato per il radioservizio a domicilio, esso può essere alimento in C.A. oppure in C.C. e le sue dimensioni sono tali da renderlo manegevolissimo per tale genere di uso e quello che maggiormente è degno di nota è che la costanza di taratura è mantenuta pure se lo strumento è sottoposto ad un trattamento duro.

Il generatore fornisce un'onda continua modulata nell'identico modo di un generatore di laboratorio, questo è possibile dall'uso del tubo 12BA6 del tipo « miniature » il quale presenta gli stessi requisiti di tubi di maggior mole comunemente usati.

Come tubo modulatore viene usato un tubo al neon il quale produce una tensione alla frequenza di 400 periodi circa.

I segnali a BF di cui ci si può avvalere sono quattro e precisamente 456 & 465 kHz per l'allineamento delle MF e 550 & 1500 kHz per gli estremi della gamma di onde medie.

Queste quattro frequenze sono più che sufficienti ad allineare almeno l'85% di tutti i ricevitori AM costruiti negli ultimi 15 anni e certamente tutti quelli costruiti negli ultimi due anni.

Un tipo di rettificatore al selenio provvede all'alimentazione dell'alta tensione quando si usi l'alimentazione in alternata.

I cordoni di linea sono isolati dalla massa dello chassis e l'uscita a RF è controllata da un normale attenuatore.

Come indicato in figura 1 il circuito è un Hartley modificato ovvero un oscillatore ad accopiamento elettronico.

La frequenza è stabilissima pure per tensioni di alimentazione varianti da 85 a 140 volt (nominale 117 V); per questo strumento che dovrà essere usato nelle più svariate condizioni di linea il requisito della stabilità è di somma importanza per un efficace controllo. Questa elevata stabilità è dovuta al rapporto della tensione fra la placca e la griglia schermo oltre che dalla scelta del tubo. Il tubo 12BA7 del tipo « miniature » è l'equivalente alla 12SY7, la bobina dell'oscillatore è una comune bobina usata negli oscillatori (di ugual tipo) nei ricevitori per onde medie facenti uso del tubo mescolatore 6SA7 in concordanza con una MF di 456 kHz.

Un commutatore a 4 posizioni seleziona la frequenza desiderata aggiungendo o to-

gliendo capacità in parallelo al circuito oscillante. La C minima che viene ad avere l'oscillatore è di 80 pF per tutte le altre condizioni la C del circuito oscillante è maggiore.

I condensatori usati sono del tipo a compressione montati su supporto ceramico, per le frequenze basse questi compensatori portano in parallelo un condensatore fisso di elevata capacità (C a mica o ceramici). Gli unici elementi che possono determinare istabilità sono delle eventuali deficenze meccaniche nei compensatori, mentre le variazioni di frequenza dovute a variazioni termiche sono tali da non essere rilevabili pure con ricevitori di elevatissima selettività. La modulazione ottenuta sulla griglia schermo tramite il tubo al neon dev'essere necessariamente fatta su impedenza elevata per poter ottenere la frequenza di 400 periodi.

Questo sistema di modulazione è simile al principio dell'asse dei tempi nell'oscillografo e precisamente in un circuito serie RC viene posto una lampada al neon in parallelo al C; la costante di tempo RC viene a determinare la frequenza di modulazione ovvero frequenza con cui il C viene scaricato; la forma d'onda è del tipo a denti di sega; questa tensione è prelevata tramite un condensatore il cui valore può variare da 5000 e 50.000 pF.

Il progettista dovrà opportunamente regolare il valore della R in serie al tubo al neon, come pure la scelta del tubo a gas dovrà essere rivolta verso i tipi aventi una differenza di tensione (fra l'innesco e il disinnesco) di qualche volt, si potrà infine regolare il timbro e la frequenza della nota variando opportunamente i valori di R e C.

Il rettificatore al selenio è del tipo 100 od anche 75 mA. La resistenza di 75 ohm in serie alla linea di alimentazione serve per prevenire sovraccarichi al rettificatore od anche ai capi dei condensatori di filtro. Il filtraggio è ottenuto tramite una cellula a π costituita da 2 condensatori elettrolitici di 20 microF ed una resistenza di 5.000 ohm.

I ritorni dell'alimentazione sono isolati dallo chassis e quest'ultimo è collegato con i ritorni tramite un condensatore da 0,01 microF che ha lo scopo di evitare ronzii di modulazione dovuti ad effetti elettrostatici e serve come ritorno per la radiofrequenza dell'oscillatore e per l'attenuatore per il circuito d'uscita. Una resistenza di caduta fornisce i 180 mA alla tensione di 12 volt al filamento della 12BA6. Il calore complessivo dissipato dal rettificatore è maggiore di quello dissipato dalla 12BA6. Per un ingresso di 115 volt alternati si ha una tensione rettificata di 135 volt.

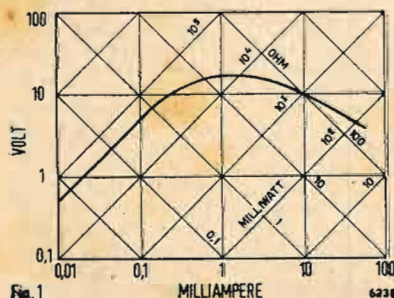
L'allineamento di questo generatore può essere fatto con un ricevitore sia per le frequenze di 1500 & 500 kHz che per i valori di frequenza relativa a 456 & 465, per queste ultime basterà accordare il ricevitore a 912 e a 930 kMz, la seconda armonica sarà sufficientemente elevata da permettere questo controllo. *R B*

I termistori: nuovi componenti elettronici

di F. E. Butler

RADIO NEWS Gennaio 1948

Sotto questo nome vanno intese tutte quelle resistenze sensibili a variazioni di temperatura che in questi ultimi anni sono state oggetto di particolari studi mercè la vasta gamma di applicazioni che vanno vieppiù trovando spece nel campo dei telecomandi, dei telecontrolli e automatisti in genere.

Fig. 1

Un termistore presenta un caratteristica come indicato in questo grafico. La corrente passando nel termistore causa un riscaldamento il quale è indicato dalla curva corrente tensione. Per basse correnti la legge di ohm è rispettata; man mano che la corrente aumenta il riscaldamento fa maggiormente risentire la sua azione.

I termistori paragonati ai dispositivi sinora usati nelle applicazioni su accennate presentano minor ingombro, minor costo, maggior adattamento, richiedono una minima manutenzione, hanno lunga durata ed infine possono indifferentemente funzionare sia in C. C. che in C.A.

I materiali che compongono i termistori appartengono alla classe dei semiconduttori e la loro particolarità è di essere sensibili a piccolissime variazioni di temperatura variando grandemente il valore della loro resistenza. E' ormai assodato che i termistori saranno adottati su scala sempre crescente nelle applicazioni radio, elettriche, termiche e nel campo delle ricerche fisiche chimiche e biologiche quali relé dilazionati, organi di protezione, regolatori di tensione o di volume, complessi per misure di potenze nel campo di frequenze altissime e per rilevare la presenza di piccole potenze di energia raggiante. I termistori vengono costruiti in tre tipi principali, a disco, a ciambella e a striscia.

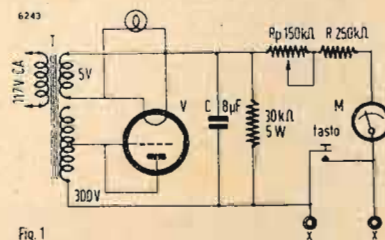
I materiali con cui questi sono fatti sono: manganese, nikel, cobalto, rame, uranio ed altri ossidi, il tutto macinato e miscelato in opportune quantità a seconda dei requisiti richiesti. Prove eseguite su numerosi campioni, dopo aver subito 500.000 cicli di riscaldamento e di raffreddamento hanno dato ottimi risultati di stabilità delle loro caratteristiche elettriche.

Il funzionamento base dei termistori può essere diviso in due grandi categorie a seconda se il termistore viene controllato dalla temperatura dell'ambiente in cui è sito, oppure se è riscaldato da un circuito da cui fa parte. La prima branca permette la misura di temperatura, oppure il controllo o la compensazione. La seconda branca abbraccia un maggior numero di applicazioni che sfociano dalle combinazioni delle tensioni con la corrente, oppure della resistenza con la potenza e dalle caratteristiche della corrente nel tempo. L'uso dei termistori si estende ai misuratori di corrente, anemometri e misuratori di vuoto. Un altro tipo di termistore viene usato come relé dilazionato, come organo protettore per sovraccarichi e meccanismi a tempo, come pure come limitatori e come espansori e compressori di volume. Nella misura delle temperature è usato come un termometro elettrico. Come misuratore di correnti elettriche i termistori hanno una elevatissima sensibilità tale da non produrre un riscaldamento apprezzabile e da risentire pure lievi variazioni della temperatura ambiente. Altri tipi hanno una elevata resistenza comparati ad altri dispositivi usati ad uguale intento e questo permette il collegamento a distanza del termistore rispetto al complesso con cui esso è associato e questo aumenta l'elasticità del suo impiego nei più svariati usi. Numerose applicazioni meterecologiche e industriali facenti uso dei termistori sono già in funzione ed il controllo a distanza è effettuato indifferentemente sia per via radio che per via filo. I termistori sono fabbricati sia con coefficienti di temperatura positivi che negativi. *V P*

Ohmmetro per resistenze elevate con espansione di scala

di L. Waltner

RADIO CRAFT Dicembre 1947

Questo circuito pur usando un normale strumento da 1 mA fondo scala, permette letture di resistenze da 10.000 ohm a 15 Mohm. Come indicato in figura 1 il circuito è estremamente semplice e può essere facilmente realizzato con materiale di ricupero. Viene qui usato un qualsiasi tubo collegato come rettificatore il quale deve erogare una corrente di circa 16 mA: il filtraggio richiesto è esiguo essendo il milliamperometro insensibile ad una certa componente alternata residua. Il potenziometro da 150.000 ohm è del tipo a carbone e serve per la messa a zero dello strumento, pure allo stesso scopo è stato previsto un interruttore a pulsante che pone in corto circuito i terminali dell'ohmmetro. I puntali di quest'ohmmetro devono essere isolati molto bene ad evitare che vadano a contatto diretto con le mani dell'operatore, essendo la tensione ai capi dei terminali di circa 300 volt quando questi sono aperti oppure chiusi su di una resistenza di elevato valore.

La taratura dello strumento si esegue con facilità sia facendo uso di Resistenze Campioni sia leggendo la corrente nel milliamperometro e determinando col calcolo il valore della resistenza. *R B*

Gargaradio

Ricevitore per F. M. a super reazione

di E. E. Shopen

RADIO CRAFT Dicembre 1947

Viene qui descritto sommariamente un semplicissimo apparecchio per la ricezione di segnali modulati di frequenza appartenente al tipo dei ricevitori a superreazione e quindi indicato per segnali in arrivo non troppo deboli e capaci quindi di eliminare completamente il caratteristico fruscio della superreazione. Le valvole usate sono: una 9002, triodo del tipo « miniature » funzionante come oscillatore-rivelatore in superreazione; una 6SF5 usata come preamplificatrice di BF ed una 43 amplificatrice finale di potenza; il tutto è alimentato da una 25Z5. Mentre per tutti gli altri tipi di valvole si può ricorrere a tipi similari, viene invece raccomandato l'uso del triodo 9002 che presenta requisiti indicatissimi per tale genere di lavoro.

Il comando del C. V. và fatto con trasmissione isolante ad evitare gli effetti capacitativi dovuti alla mano.

L'accoppiamento di antenna, organo assai critico nei ricevitori a reazione, può essere fatto indifferentemente in due modi e precisamente:

1) tre o quattro spire di filo avvolte sul vetro del tubo 9002 con un capo a massa e l'altro capo collegato ad uno spezzone di filo di almeno un metro di lunghezza, funzionante da antenna.

2) Una spira strettamente accoppiata alla bobina dell'oscillatore e facente capo ad un qualsiasi sistema d'antenna adatto a queste frequenze (Lo schema riprodotto in fig. 1 riproduce i due tipi). Così facendo l'irradiazione dovuta a questo sistema di ricezione è minima, minima quindi sarà l'interferenza che si verificherà con altri apparecchi posti nelle vicinanze.

La stabilità dell'oscillatore è ottima e le condizioni di superreazione non sono critiche.

Il condensatore C1 ha una capacità che raggiunge un massimo di 15 picoF circa con in parallelo una capacità di 10 picoF. Il condensatore variabile vero e proprio è costituito da un compensatore ad aria avente due armature mobili ed una fissa. Con i valori segnati in figura la gamma coperta è compresa fra 86 & 112 MHz e questa la si può agevolmente controllare con un ondametro. Se invece di un ricevitore si volesse unicamente un sintonizzatore per F.M. basterebbe escludere il tubo amplificatore finale di potenza e collegare il circuito come segnato con linea tratteggiata in figura. La messa a punto è quella comune a tutti i ricevitori a superreazione. Il C3 và scrupolosamente tenuto nei limiti segnati in figura e scelto fra questi per le condizioni di migliore ricezione.

Sebbene la qualità della riproduzione non uguagli quella ottenuta con i ricevitori FM facenti uso del discriminatore e cambiamento di frequenza lo scrivente assicura un'ottima riproduzione.

DIPOLO AMPHENOL 300 Ω — 3 o 4 SPIRE AVVOLTE SUL TUBO 9002 — USCITA DEL SINTONIZZATORE PER FM — ALTOPARLANTE — 117V CA

Fig. 1

L = 4 spire No. 14 (diametro circa 1,63 mm) supporto diametro 1/2 pollice (12,7 mm.) spaziate su una lunghezza di 3/4 pollice (19 mm.). Presa ad 1¾ spire dal terminale di placca. C1 = vedi testo; C2 = 50 pF. mica; C3 = da 1000 a 4000 pF. valvole critico, per tentativi onde avere i migliori risultati; C4, C6, C10 = 0,01 microF; C5 = 0,05 microF; C7 = 20 microF. 25 V lavoro; C8, C9 = 30 microF. 150 V lavoro; R1 = 10 Mohm; R2 = 50 kohm, 1 W; R3 = 50 kohm, potenziometro; R4 = 0,5 Mohm; R5 = 6 kohm; R6, R11 = 100 kohm, controllo volume, con interruttore; R8 = 500 ohm, 1 W; R9 = 200 ohm; RFC1 = 25 spire No 26 a 30 (diametri circa 0,4 a 0,25 mm.) copertura cotone a spire affiancate su 1/4 pollice (6.35 mm.); RFC2 = 2½ ÷ 80 micrH, arresto; CH = filtro od eccitazione altoparlante.

segnalazione brevetti

Perfezionamenti nei dispositivi di scarica elettronica, particolarmente per i amplificazione elettronica di immagini di televisione e simili.
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (Germania) (X-10).

Dispositivo di modulazione di onde elettriche.
FIDES GESELLSCHAFT für die Verwaltung und Verwertung, a Berlino (X-11).

Perfezionamento nelle valvole elettroniche, particolarmente nei raddrizzatori per elevate tensioni.
LORENZ C.A.G., a Berlin-Tempelhof (Germania) (X-12).

Procedimento per la misurazione di frequenze in apparecchi elettrici di radiotrasmissione.
La stessa (X-12).

Perfezionamenti nei dispositivi di sintonizzazione di oscillatori per onde ultracorte.
La stessa (X-12).

Dispositivo applicabile ai normali ricevitori radiofonici atto a realizzare, a piacimento, l'ascolto in cuffia od in altoparlante.
MERLI CESARE, a Narvi (Terni) (X-12).

Perfezionamento nelle bobine a nucleo regolabile, particolarmente per radioapparecchi di ricezione.
PHILIPS' N. V. Gloeilampenfabrieken, a Eindhoven (Paesi Bassi) (X-12).

Dispositivo per l'adduzione alternativa di più segnali ad un consumatore comune per mezzo di tubi amplificatori utilizzati come commutatori privi di inerzia.
La stessa (X-13).

Bobina a nucleo scorrevole, specialmente per radioricevitori.
PHILIPS' N. V. Gloeilampenfabrieken Eindhoven (Paesi Bassi) (X-13).

Complesso portatile ricevente e trasmittente radiotelegrafico e radiotelefonico isoonda o non, con modulazione di ampiezza o di frequenza per telefonia a onde modulate.
POLLETTI ROMOLO, PICCARI ARNALDO, ASTEGIANO MARIO e ANGELO, a Roma (X-13).

Schema di circuito a ricupero di energia per apparecchi ad oscillazioni rilassate con trasformatore, per scopi di televisione.
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (X-70).

Procedimento per l'indicazione del punto di stazione per il comando automatico di rotta mediante radiosegnali modulati a punto e striscia.
LORENZ C.A.G., a Berlin-Tempelhof (Germania) (X-75).

Amplificatori di segnali per apparecchi radio, radioricevitori e simili.
MAGNETI MARELLI FABBRICA ITALIANA Soc. An., a Milano (X-75).

Processo per la sincronizzazione di trasmissioni di televisione con tensioni sinusoidali.
OPTA RADIO A. G., a Berlin-Steglitz (Germania) (X-76).

Sincronizzazione netta automatica per ricevitori di televisione.
La stessa (X-76).

Scala, specialmente scala di sintonia per apparecchi radio.
PHILIPS' N. V., a Gloeilampenfabrieken, a Eindhoven (Paesi Bassi) (X-76).

Dispositivo di sintonia per apparecchi radio.
La stessa (X-76).

Disposizione di circuiti per la modulazione della tensione anodica negli apparecchi di radiotrasmissione.
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT für Drahtlose Telegraphe m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (Germania) (X-79).

Disposizione di circuiti per la produzione di corrente a denti di sega per la modulazione luminosa a tempo in televisione.
La stessa (X-79).

Circuito radioricevitore perfezionato nel suo stadio convertitore.
ALLOCCHIO BACCHINI & C. e RECLA ARTURO, a Milano (X-205).

Circuito radioricevitore sintonizzabile per variazione di induttanza previa selezione della gamma.
La stessa (X-205).

Perfezionamenti apportati ad apparecchi radioriceventi nella ricezione delle onde corte con l'introduzione di un espansore di gamma.
ANZI COSTANTINO, a Milano (X-205).

Schema di circuito per l'adattamento di resistenza, specie di sistemi di antenne, al cavo o al trasmettitore nel campo delle onde decimetriche.
FIDES GESELLSCHAFT für die Verwaltung und Verwertung von Gewerblichen Schutzrechten m. b. H., a Berlino (X-212).

Antenna direttiva con soppressione dei massimi secondari nel diagramma d'irradiazione.
La stessa (X-212).

Sistema di antenne esente dall'effetto di notte, per radiogoniometri.
La stessa (X-212).

Disposizione di circuiti per iniziare commutazioni diverse in impianti di telecomunicazioni, in particolare telefonici.
La stessa (X-212).

Dispositivo di radiorilevamento automatico, particolarmente adatto per velivoli.
La stessa (X-213).

Telaio radiogoniometro per la ricezione di onde corte ed ultracorte provvisto di un nucleo del tipo dei nuclei agglomerati.
FIDES Gesellschaft, a Berlino (X-214).

Antenna avente lunghezza ridotta di fronte a quella corrispondente alla sua onda propria.
La stessa (X-214).

Dispositivo per controllare la frequenza di lavoro, particolarmente per radioapparecchi di trasmissione e di ricezione.
LORENZ C.A.G., a Berlin-Tempelhof (Germania) (X-225).

Procedimento per realizzare radiocomunicazioni su onda unica.
La stessa (X-226).

Copia dei succitati brevetti può procurare: Ing. A. RACHELI, Ing. R. BOSSI & C. - Studio Tecnico per Brevetti d'Invenzione, Marchi, Modelli, Diritti d'Autore, Ricerche, Consulenze.
MILANO - Via Pietro Verri, 6 - Tel. 70-018

CONSULENZA

GTer 6704 - Sig. M. Constabile
Roma.

● GENERATORE MODULATO.

I requisiti essenziali che caratterizzano il funzionamento di un generatore modulato di segnali e che sono in relazione ai metodi e ai sistemi seguiti durante le prove tecniche di collaudo e di verifica dei ricevitori, comprendono:

a) *lo scopo dell'apparecchiatura*, che è rappresentato dalla necessità di ottenere una tensione portante di resa che può essere modulata in ampiezza e la cui variazione è stabilita entro i valori richiesti dalle prove tecniche;

b) *la portata del generatore*, che è determinata dai valori estremi di frequenza portante della tensione di resa e che è stabilita dall'uso del generatore stesso;

c) *la stabilità di funzionamento*, che si riferisce alla necessità di ricorrere ad accorgimenti atti ad impedire variazioni di frequenza e di resa per effetto di altre cause, che non siano quelle inerenti alla regolazione dei comandi previsti;

d) *la precisione di taratura*, che è in relazione all'organo e al sistema con i quali si predispone e si conosce la frequenza portante di funzionamento del generatore e che è ovviamente legata alla stabilità di funzionamento, nonchè alla procedura ed all'accuratezza seguite durante la sua determinazione;

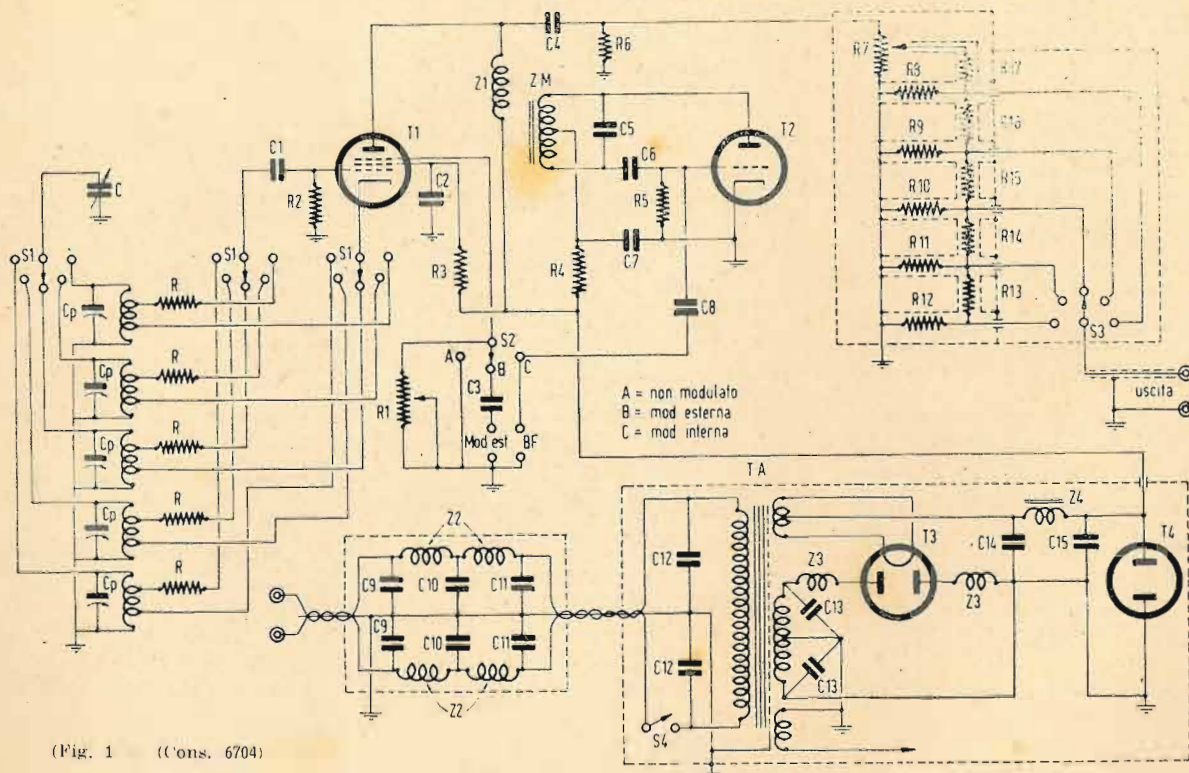
e) *la variazione di ampiezza della tensione di resa*, che rappresenta un elemento assai importante di tutte le prove tecniche e che è quindi conseguente all'uso del generatore stesso;

f) *l'indicazione quantitativa di resa o il rapporto di attenuazione rispetto a un valore determinato di resa*, che consente importanti precisazioni circa l'intimo comportamento dei circuiti in esame;

g) *il valore della frequenza di modulazione*, che è necessario sia stabilito in modo da non andare incontro all'attenuazione delle bande laterali, provocata dagli organi di selezione del ricevitore stesso;

h) *la profondità percentuale di modulazione*, che è necessario contenere entro certi limiti;

i) *il sistema di trasferimento e l'impossibilità di resa senza di esso*, dal quale conseguono particolari necessità di schermatura e accorgimenti di progetto di montaggio, riguardanti i circuiti dell'intera apparecchiatura.

Questi requisiti, unificati dall'Institute of Radio Engineers of the U.S.A., consentono alcune importanti precisazioni circa la struttura dei generatori di segnali. Tra le parti essenziali di essi si comprendono sempre infatti:

(Fig. 1 (Cons. 6704)

C = 465 pF; **Cp** = 5 ÷ 30 pF, aria; **C1** = 50 pF, mica; **C2** = 0,1 microF, carta; **C3** = 0,1 microF, carta; **C4** = 100 pF, mica; **C5** = 50.000 pF, carta; **C6** = 10.000 pF, carta; **C7** = 10.000 pF, carta; **C8** = 10.000 pF, carta; **C9, C10, C11** = 0,1 microF, 2500 V, carta; **C12** = 10.000 pF, 1500 V, carta; **C13** = 5000 pF 1500 V, carta; **C14** = 8 microF 350 V, elettr.; **C15** = 16 microF 350 V, elettr.

R1 = 0,2 Mohm; **R2** = 0,1 Mohm, 1/4 W; **R3** = 25.000 ohm, 1/2 W; **R4** = 1000 ohm, 1/2 W; **R5** = 30.000 ohm, 1/2 W; **R6** = 1000 ohm, 1/2 W; **R7** = 2000 ohm, 1/2 W; **R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17** = 200 ohm.

S1 = 3 vie, 5 posizioni; **S2** = 1 via, 3 posizioni; **S3** = 1 via, 5 posizioni.

T1 = 6J7; **T2** = 6C5; **T3** = 5Y3; **T4** = GR150.

Z1 = 5×100 spire a nido d'ape: filo 0,12 smalto-seta; **Z2, Z3** = 350 spire a nido d'ape; resist. 9.5 ohm, induttanza = 10 mH; filo 0,4 mm. smalt.; **Z4** = 2500 ohm in c.c., 30 mA max.

T.A. = nucleo 36×24 mm.: lamierino al silicio, perdite 2,3; **Primario** = 0 ÷ 110 V, 605 spire; filo 0,4 mm. smaltato; 110 ÷ 125 V, 82 spire; filo 0,35 mm. smaltato; 125 ÷ 160 V, 193 spire; filo 0,35 mm. smaltato (totale spire primario = 880); **Secondario A.T.** × 2145 + 2145 spire; filo 0.13 smaltato (325 V + 325 V - 0,045 A); **Secondario B.T.** = 32 spire: filo 0,9 smaltato (5 V - 2 A; filamento tubo 5Y3); **Secondario B.T.** = 41 spire; filo 0,75 smaltato (6,3 V - 1,5 A; riscaldatori catodi tubi 6J7, 6C5); **Isolamento:** carta paraffinata fra gli strati; tela sterling fra gli avvolgimenti; **Norme di collaudo A.T.** 300 V - 0,055 A; B.T. 5 V - 3,5 A; B.T. 6,3 V - 3 A (sopraelevazione di temperatura dopo 6 ore = 68 °C); Tensione di prova dell'isolamento = 1500 V verso massa.

Dati costruttivi degli induttori di accordo del generatore modulato riportato nella fig. 1

Gamma	fmin (kHz)	fmax (kHz)	∅ supporto mm	∅ in mm e tipo del filo	Avvolgimento	N.° di spire	Dimensioni dell'avvolg. mm	Connessione al catodo (N. di spir da massa)	Connessione alla griglia (N. di spire da massa)	Valore di R ohm
1	21524	7312	15	0,8 rame argentato, nudo	affiancato	10	15	3 1/2	6	40
2	8037	2730	15	0,5 smaltato	»	26	15	7	18	75
3	3018	1018	15	0,25 smaltato	»	77	20	18	52	300
4	1120	381	12	0,2 smalto seta	a nido d'ape	142	∅ medio - 19 mm spessore - 6 mm	32	94	570
5	418	144	12	0,2 smalto seta	» » »	380	spessore - 6 mm	92	252	2000

a) uno stadio generatore ad alta frequenza;

b) uno stadio generatore a bassa frequenza;

c) un sistema variatore di resa;

d) un dispositivo di trasferimento della tensione di resa.

Inoltre, poichè alle funzioni *a*) e *b*) sono interessati tubi elettronici, è necessario avere:

e) un sistema di alimentazione ad alta tensione per gli anodi e le griglie schermo; un sistema di alimentazione a bassa tensione per i filamenti o per i riscaldatori dei catodi; sistemi o dispositivi atti alla polarizzazione dei tubi.

In base a tali fatti si è eseguito il lavoro di progettazione di un generatore modulato di segnali, di cui si dà lo schema elettrico (fig. 1) e se ne illustrano sinotticamente le caratteristiche costitutive e costruttive.

Il generatore modulato di segnali in questione fa uso di un tubo T1 (pentodo 6J7), generatore autoeccitato ad alta frequenza, modulato per variazione di tensione della terza griglia dalla tensione a bassa frequenza fornita dal tubo T2 (triodo 6C5). Il generatore ad alta frequenza è del tipo E.C.O.; la frequenza di funzionamento è compresa fra 144 e 21.524 kHz ed è coperta con continuità da cinque induttori connessi in circuito dall'organo di selezione S1 (commutatore multiplo a tre vie). La stabilità del generatore ad alta frequenza, che è notevole nell'« E.C.O. » è qui convenientemente aumentata diminuendo lo smorzamento introdotto nel circuito oscillatorio dal circuito di griglia. A tal uopo questi è connesso ad una presa intermedia dell'induttore di accordo, mentre le relazioni di fase fra le tensioni alternative in giuoco sono ristabilite dal resistore R il cui valore è fatto corrispondere alla reattanza induttiva della parte dell'induttore esclusa dalla connessione stessa.

L'alimentazione del generatore è prevista dalle reti di distribuzione a corrente alternata. Particolari accorgimenti s'impongono nello studio e nella realizzazione di esso, in quanto si richiede:

a) una limitata variazione della tensione di uscita in corrispondenza a variazioni relativamente anche importanti della tensione di rete;

b) l'assenza di fenomeni d'irradiamento, d'interferenza e di tramodulazione.

Per soddisfare al primo requisito s'impone l'uso di un regolatore elettronico di tensione (tubo T4) costituito, come è noto, da due (o più) elettrodi immersi in un'atmosfera di gas nobile (neon). I fenomeni d'irradiamento, d'interferenza e di tramodulazione, ai quali si possono aggiungere i disturbi parassitari introdotti dalla rete di distribuzione stessa, si riducono convenientemente facendo uso ragionato di impedenze, di condensatori e di schemi elettromagnetici, di cui è bene sia provvisto anche il trasformatore di alimentazione.

Una precisazione in questione è data dallo schema elettrico in cui il problema particolare della schermatura è sufficientemente chiarito.

Per quanto riguarda la realizzazione di questo generatore, si tenga presente che dal pannello frontale si deve accedere ai seguenti organi:

a) al dispositivo demoltiplicato di comando del condensatore variabile di accordo e all'indicazione (diretta o indiretta) della frequenza portante di funzionamento;

b) al sistema di selezione del campo d'onda;

c) al selettore di servizio, S2 a tre posizioni (A, B, C) corrispondenti rispettivamente a « non modulato », « modulato esternamente », « modulato internamente »;

d) al selettore S3 di demoltiplicazione della tensione di resa;

e) al potenziometro R7 per la regolazione continua della tensione di resa;

f) all'uscita del conduttore schermato di adduzione della tensione di resa;

g) all'interruttore di linea (S4);

i) a due innesti bipolari, in uno dei quali sia possibile connettere la tensione di modulazione, mentre si possa prelevare dall'altro la tensione a bassa frequenza erogata dal generatore.

Il potenziometro R1, che serve a regolare la profondità di modulazione, è da adoperare in sede di messa a punto e può essere sistemato nell'interno del generatore stesso. Altrettanto dicasi per i compensatori Cp di allineamento.

Per quanto riguarda infine i dati costruttivi degli induttori di accordo, nonchè l'elenco delle parti componenti, si veda quanto è riportato a completamento di questo studio.

Un'altro schema di generatore modulato, di notevole interesse per i particolari caratteri costitutivi è riportato nella fig. 2. Il triodo del tubo T1 fornisce la tensione a radiofrequenza di eccitazione dell'eptodo del medesimo tubo, sulla cui griglia d'iniezione perviene la tensione a bassa frequenza (~ 400 Hz) prodotta da un generatore a resistenza-capacità.

Fig. 2 — (Cons. 6704)

Generatore modulato di segnali con generatore di BF a resistenza capacità (tubo T2).

T2=6SN7. R6=0,1 Mohm, 1/4 W; R7=1000 ohm, 1/2 W; R8, R9=0,2 Mohm 1/2 W; R10=25.000 ohm; R11=0,1 Mohm; R12, R13=1500 ohm, 1 W; R14=0.5 Mohm, 1 W; R15, R16=50.000 ohm, 1 W.

Fig. 3 — (Cons. 6704)

Antenna fittizia: C - 200 pF, mica; C1 - 400 pF, mica; R - 400 Ohm, 1/2 W; L - 20 mH.

Questa soluzione, che può costituire una variante allo schema della fig. 1, si vale di principii ben noti circa il funzionamento del generatore autoeccitato ad R, C, (di esso tratterà lo scrivente in uno dei prossimi numeri de « l'antenna »), ed ha requisiti di economia, di costo e d'ingombro d'indubbia importanza.

Nelle prove tecniche di verifica e di allineamento dei ricevitori è infine da tener presente la necessità di interporre fra il generatore di segnali e il ricevitore stesso un dispositivo di adattamento corrispondente alle caratteristiche medie dell'antenna.

Occorre cioè far uso di un aereo fittizio (« dummy antenna ») rispondente allo schema della fig. 3 e che si dovrà realizzare in custodia schermante.

- AMPLIFICATORE CON STADIO FINALE IN CONTROFASE.
- RICEVITORE SUPERETERODINA AD ALIMENTAZIONE DIRETTA DALLE RETI A C.A.
- SINTONIZZATORE PLURIONDA CON STADIO PRESELETTORE E DUPLICE AMPLIFICAZIONE DELLA FREQ. INTERMEDIA.

Nello schema elettrico della fig. 4 è data la distribuzione circuitale e i valori tecnici e costruttivi dei diversi elementi costituenti un amplificatore con stadio finale provvisto di due tubi 12A6 in connessione simmetrica. In quest'ultimo stadio si è applicato un conveniente grado di controreazione ed è migliorata la linearità di responso con un circuito comprendente in serie un resistore (R18) e un condensatore (C14).

Lo schema della fig. 5 riporta la struttura di un ricevitore supereterodina ad alimentazione diretta dalle reti a c.a. Si ha in esso un eptodo 12SA7-GT per la conversione delle frequenze portanti, seguito da un pentodo 12SK7-GT per l'amplificazione della frequenza intermedia e che precede, a sua volta, il bidiodo-triodo 12SQ7 per la rivelazione e la preamplificatrice di BF e il tetrodo a fascio 50L6 per l'amplificazione di potenza.

L'alimentazione è affidata al diodo 35Z5; i riscaldatori dei catodi sono connessi in serie ad un resistore (R8) che è di 14 ohm, 1 W per una tensione alimentatrice di 125 V a c.a.

L'apparecchio è provvisto di regola-

zione automatica della sensibilità e di regolazione manuale di volume. Lo stadio variatore di frequenza è stato progettato in modo da poter connettere in esso i gruppi di AF di normale produzione. Il riproduttore elettroacustico è previsto di tipo magnetodinamico. La sensibilità di questo apparecchio è da ritenere intorno a 20÷30 μV; la max potenza modulata di uscita è di circa 2,3 W.

Si osservi, in sede di realizzazione, l'opportunità di seguire per i riscaldatori dei catodi, l'ordine stabilito dallo schema, in quanto vi è una differenza di potenziale di diverso valore a seconda della posizione, fra il riscaldatore stesso e il catodo, che può essere diversamente sopportata dai tubi.

La fig. 6 riporta invece lo schema di un sintonizzatore plurionda, provvisto di stadio preselettore (tubo T) e di duplice stadio di amplificazione della frequenza intermedia.

Le particolarità di progetto di questo insieme possono essere così riassunte:

a) si ha un triodo-eptodo T1 per la variazione elettronica delle frequenze portanti, preceduto da un pentodo T di preselezione e seguito da un altro triodo-eptodo, T2, per la duplice amplificazione della frequenza intermedia. Segue a quest'ultimo il pentodo-doppio triodo T3 per l'amplificazione della frequenza intermedia e le rivelazioni.

b) L'accordo dei circuiti oscillanti è affidato ad un condensatore triplo a sezioni suddivise, di cui quella di minor capacità (140 pF) serve per l'accordo su O.C. 1 e O.C. 2 (rispettivamente, da 13 a 27 mt e da 27 a 55 mt), mentre le due sezioni connesse in derivazione del commutatore di gamma consentono di coprire l'O.C. 3 (da 55 a 178 mt) e l'O.M. (da 190 a 580 mt).

c) I trasformatori per la frequenza intermedia sono in numero di quattro; il triodo del tubo T2 provvede all'am-

Fig. 4 — (Cons. 6704)
T1, T2=6J7-GT; T3=6SQ7-GT; T4, T5=12A6; T6=5V4-G; R, R5=1 Mohm (monocomandati); R1=2000 ohm, 1/2 W; R2=0.5 Mohm, 1/2 W; R3=0,15 Mohm, 1/2 W; R4=10.000 ohm, 1 W; R6=3000 ohm, 1/2 W; R7=1 Mohm, 1/2 W; R8=0.2 Mohm, 1/2 W; R9=0,3 Mohm, 1/2 W; R10, R18=1500 ohm, 1/2 W; R11, R14, R15=50.000 ohm, 1/2 W; R12, R13=0.1 Mohm, 1/2 W; R16=220 ohm, 1 W; R17=50.000 ohm, 2 W.

C=3000 pF, mica; C1, C4, C7=25 microF, 30 V, elettrol.; C2, C6=10.000 pF, carta; C3=8 microF, 450 V, elettrol.; C5, C8=0,1 microF; C9=15.000 pF, carta; C10=2.000 pF, carta; C11=50 microF, 50 V, elettrol.; C12=8 microF, 600 V, elettrol.; C13=16 microF, 450 V, elettrol.

Z=eccitazione del riproduttore, R alla c. c. 770÷1000 ohm; R=riproduttore elettrodinamico per potenze modulate max. di circa 5 W; potenza di eccitazione 6÷8 W; T.U.=trasformatore di uscita, impedenza primaria totale 7000 ohm.

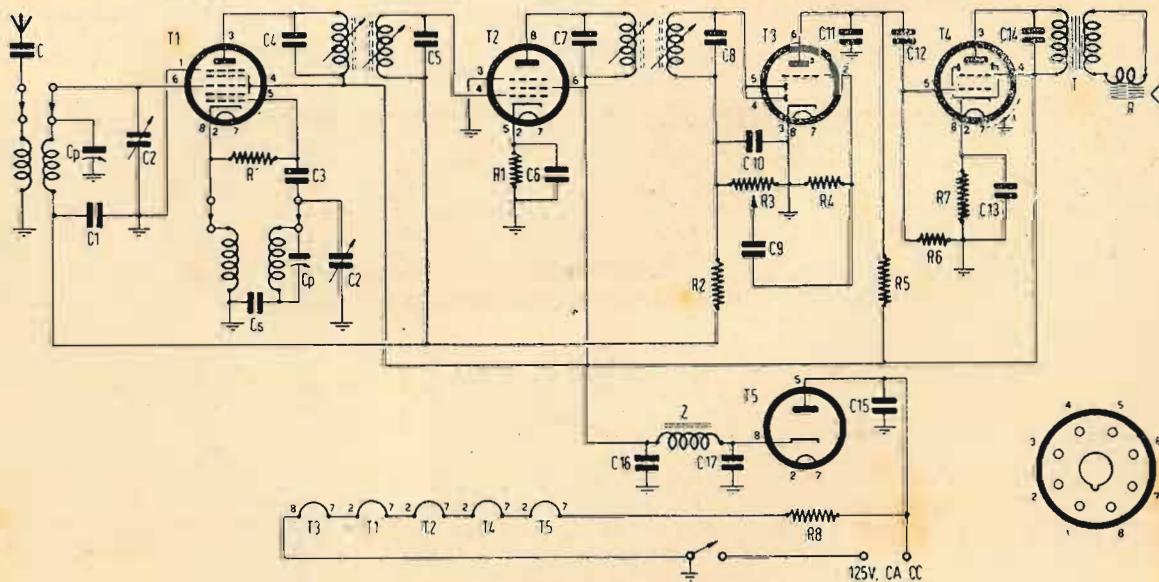



Fig. 5 — (Cons. 6704)
T1=12SA7-GT; T2=12SK7-GT; T3=12SQ7-GT; T4=50L6; T5=35Z5-GT.
R=20.000 ohm, 1/4 W; R1=300 ohm, 1/2 W; R2=3 Mohm, 1/4 W; R3=0,5 Mohm; R4=5 Mohm, 1/4 W; R5=0,3 Mohm, 1/2 W; R6=0,5 Mohm, 1/4 W; R7=150 ohm, 1 w; R8=14 ohm, 1 W.

C=1000 pF, mica; C2=2×465 pF; C3=50 pF, mica; C4, C5, C7, C8=125 pF; C9=2000 pF mica; C10, C11=250 pF, mica; C12, C14=10.000 pF, carta; C13=25 microF, 30 V, elettrol., C15=0,1 microF carta, 1500 V; C16, C17=30 microF, 350 V, elettrol.

Z=12H; 350 ohm in c. c.; R=riproduttore magnetodinamico per potenza modulata max. di 2 W; T=trasformatore di uscita: imped. primaria, 2000 ohm.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

Fabbrica Apparecchi Radiofonici

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - Via Lecco 16 - Tel. 21816

MACHERIO (Brianza) Via Roma 11 - Tel. 7764

Oltre nuovi tipi di ricevitori e centralini d'amplificazione **Ansaldo Lorenz** presenta il nuovo **AUTORADIO per la casa e per l'auto:** funzionante tanto a batteria che con la luce e il nuovo **MIGNON** 5 valvole piccolissimo di lusso.

Altoparlanti, Gruppi, Medie, Scale, Variabili, Zoccoli e tutti i ricambi radio.

Provate anche il nuovo **Elettrolitico ALI 8 MF.**

LISTINI GRATIS A RICHIESTA

VISITATE ALLA FIERA DI MILANO IL NOSTRO STAND N. 1630/31

La Ditta **F.A.R.E.F.**

LARGO LA FOPPA, 6 - **MILANO**

Vi può fornire tutte le parti staccate radio e minuterie varie a prezzi di assoluta convenienza.

Costruttori - Riparatori - Rivenditori

nel vostro interesse interpellateci

TELEFONO PROVVISORIO **N. 283.773**

LABORATORIO TERLANO della F.E.S.

TERLANO - BOLZANO

Rappresentante: **GIOVANNI NEUMAN & C.**

Piazza della Repubblica 9 - MILANO - Tel. 64.742

Prodotti sinterizzati e ceramici **Semiconduttori capillari** a coefficiente di temperatura positivo e negativo. Resistori speciali in massa smaltata

Visitate alla Fiera di Milano il nostro stand N. 4018 Padiglione **Elettrotecnica**

FABBRICA MATERIALE RADIO

VIA PACINI N. 28 - **MILANO** - TELEFONO 283.221

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA a 2-3-4-6 gamme

NUOVO MODELLO a 4 gamme

da 12,5 mt. a 54 mt. e da 190 mt. a 580 mt. viene fornito a richiesta con la rispettiva scala e condensatore variabile

interpellateci

TRASFORMATORI ELETTRICI
PER TUTTE LE APPLICAZIONI
TRIFASI E MONOFASI

STAMPAGGIO
MATERIE PLASTICHE

PIETRO RAPETTI
MILANO
VIA LORENZO DI CREDI, 8 - TELEF. 40.223

"RUPE" S.R.L.
INDUSTRIA ELETTROTECNICA ITALIANA
Telef. 3068 - NOVARA - Via G. Marconi, 4

Produzioni in serie anche per conto terzi di:

TRANCIATURA

STAMPAGGIO

TORNERIA di parti meccaniche ed accessori per l'Industria Radio ed Affini

PARTI per ALTOPARLANTI

TRANCIATURA con stampi automatici di:

LAMIERINO per TRASFORMATORI

Preventivi gratuiti

RADIO AURIEMMA

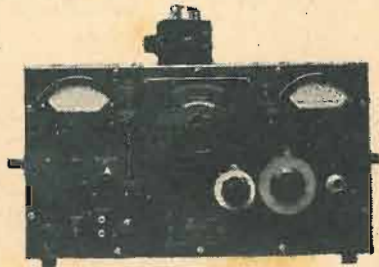
Via Adige 3 - Telefono 576.198 - MILANO - Corso di Porta Romana 111 - Telefono 580.610

In occasione dela Fiera Campionaria, invitiamo tutti i professionisti, dilettanti e appassionati in radio a visitarci. Il nostro sceltissimo materiale e i prezzi più bassi portano il motto:

"Le chiacchere fanno ridere" — "I fatti fanno tacere"

Esempio: Telai L. 240 - Scale L. 1.000 - Trasformatori 80 mt. L. 1900 - Altoparlanti L. 2.000 - Gruppi a 2 gamma L. 750 a 4 L. 1.500 - Motorino Lesa L. 13.000 - Coppia potenziometri Lesa L. 590 - Medie L. 680 - Minuterie prezzi al disotto di tutti Costruiamo noi.

Strumenti di misura elettrici di marca e a prezzi onesti
Micro - Milliamperometri - Tester ecc. ecc.

Provavalvole L. **15.000**

Generatore 804 Federal Corp
N. U. S. L. **350.000**

Oscillatore
completo L. **20.000**

plificazione della frequenza intermedia che precede la duplice rivelazione per i circuiti di bassa frequenza e per quelli di regolazione automatica della sensibi-

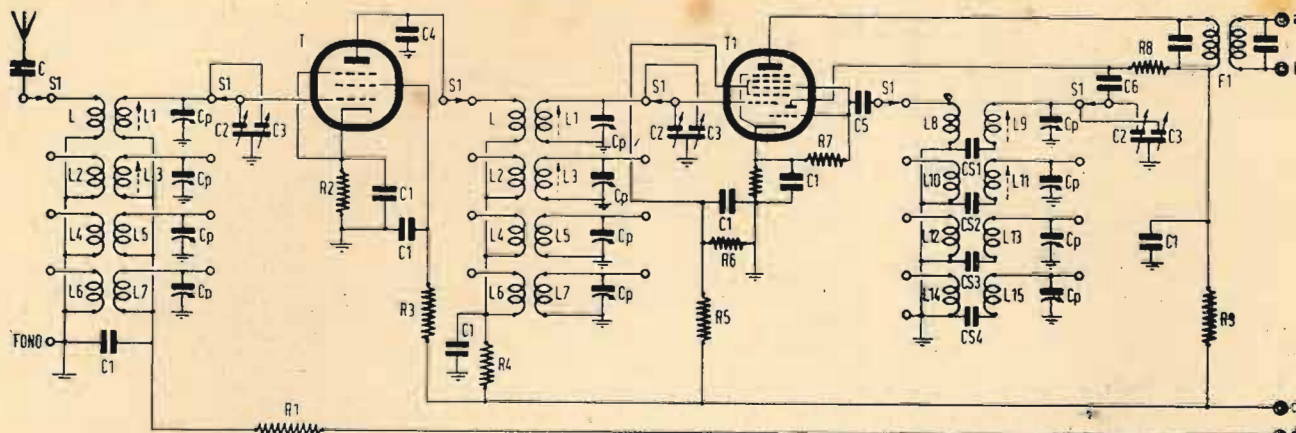



Fig. 6 — (Cons. 6704)
« Sintonizzatore plurionda » (Stadio preselettore e stadio variatore di frequenza).
T=EF9; T1=ECH4.
R1=1 Mohm, 1/4 W; R2=300 ohm, 1/2 W; R3=0,1 Mohm, 1/2 W; R4=3000 ohm, 1/2 W; R5=1500 ohm, 1/2 W; R6=20.000 ohm, 1/2 W; R7=50.000 ohm, 1/4 W; R8=40.000 ohm, 1/2 W; R9=3000 ohm, 1 W.
C=100 pF, mica; C1=50.000 pF, carta; Cp=5 ÷ 30 pF, aria; C4=50 pF, mica; C5=50 pF, mica; C6=300 pF, mica.
S1=6 vie, 5 posizioni.
F1=trasformatore per le frequenza intermedia (467kHz).

lità. Si ha con ciò il vantaggio di ottenere una elevata amplificazione degli stadii in cui sono interessati i trasformatori F2 ed F3, in quanto non si ha in nessuno di essi lo smorzamento introdotto dall'impedenza dei rivelatori. Si noti che l'uso del tubo T2 per la duplice amplificazione della frequenza intermedia non comporta alcuna difficoltà, purchè si abbia l'accortezza di schermare i conduttori di adduzione alle due griglie controllo e purchè si provveda ad allontanare i circuiti interessanti l'anodo dell'eptodo da quelli appartenenti al triodo del tubo.

● INTORNO ALL'AMPLIFICATORE PORTATILE DI RINFORZO DEL DOTT. ING. A. NOVELLONE (*Numero unico* 1945, *« l'antenna »*).

Circa l'amplificatore dell'ing. Novellone e gli inconvenienti che si sono riscontrati, precisiamo quanto segue:

1) il ronzio può essere dovuto a numerose cause che qui si elencano:

— scarso valore dei condensatori elettrolitici o eccessiva corrente di conduzione in essi; si constata e si elimina sostituendo completamente i condensatori in questione;

— errata suddivisione del secondario di alta tensione del trasformatore di alimentazione; nel caso che il centro elettrico non suddivida esattamente l'intera tensione alternata, risulta applicata sulla griglia del triodo del tubo ECH4 una tensione alternativa il cui valore è uguale alla differenza delle due tensioni; se è ad esempio anche soltanto 365+360 V anzichè 360+360 V, si ha una tensione di 5 V sulla griglia del triodo. L'inconveniente si constata misurando attentamente con uno strumento adeguato e si elimina anche connettendo due resistori da 1000 ohm, 10 W ai due estremi del secondario stesso (360 V) e prelevando il centro elettrico ai due estremi liberi, connessi insieme, dei resistori stessi;

— induzione da parte del trasformatore di alimentazione, sugli organi interessanti il tubo ECH4; ciò che non sembra nel caso in questione;

— errata distribuzione dei terminali di massa; i terminali che connettono il potenziale di riferimento al telaio devono essere disposti con criterio, onde evitare che, in conseguenza alla resistenza (meglio impedenza) del tratto compreso fra due o più terminali di massa, si vengano ad avere delle differenze di potenziale disturbanti. Il criterio migliore è quello di stabilire per ogni stadio un solo terminale di contatto con la massa e di connettere ad esso tutti i conduttori interessanti lo stadio stesso.

Un utile accorgimento è anche quello di provvedere al riscaldamento dei tubi usando due conduttori intrecciati (dal 6,3 V) e connettendo tra gli estremi del secondario di accensione due resistori a filo (center-tap) il cui estremo comune, unito insieme, è da collegare a massa. Tali resistori dovranno avere un valore compreso fra 30 e 50 ohm.

Anche l'estremo ad impedenza 0 del secondario del trasformatore di uscita è bene sia connesso a massa ed è pure utile connettere a massa l'incastellatura metallica del riproduttore. Inutile dire poi che la posizione stessa del trasformatore di uscita rispetto a quella del trasformatore di alimentazione, può creare fenomeni di disturbo dovuti ad induzione. I due assi magnetici devono in tal caso disporsi a 90°.

2) L'entrata dell'amplificatore è prevista per un trasduttore (microfono, fonorivelatore, ecc.) del tipo ad alta im-

Fig. 7 — (Cons. 6704)
« Sintonizzatore plurionda. (Stadi di amplificazione della frequenza intermedia e stadi rivelatori).
T2=ECH4; T3=EBF2.
C8=3000 pF mica; C9, C10, C13, C14, C18, C19, C20=50,000 pF carta; C11=100 pF, mica; C12=0,1 microF carta; C15=20.000 pF, carta; C16=300 pF, mica; C17=100 pF, mica.
R10=5000 ohm, (regol. di sensibilità); R11=300 ohm, 1/2 W; R12=30.000 ohm, 1/2 W; R13=25.000 ohm, 1/2 W; R14=50.000 ohm, 1/2 W; R15, R16=3000 ohm, 1/2 W; R17=0,4 Mohm, 1/4 W; R18=2 Mohm, 1/4 W; R19=1 Mohm, 1/4 W; R20=0,3 Mohm, 1/4 W; R21=0,1 Mohm, 1/4 W; R22=1 Mohm; R23=350 ohm, 1/2 W; R24=2 Mohm, 1/4 W; R25=0,1 Mohm, 1/2 W.
F2, F3, F4=trasform. per la frequenza intermedia.

pedenza. Non è quindi possibile connettere il circuito della bobina mobile di un riproduttore con un sistema di ripartizione della tensione, quale è riportato nella richiesta. Volendo partire a tutti i costi dalla bobina mobile (e perchè?) occorre un trasformatore elevatore del tipo di quello di uscita del ricevitore ma con il secondario connesso alla bobina mobile e il primario all'entrata dell'amplificatore. Più conveniente, per ovvie ragioni di praticità e di economia è l'interposizione di un condensatore a carta da 50.000 pF (1500 V) tra il primario del trasformatore di uscita del ricevitore (lato anodo tubo di potenza) e l'entrata dell'amplificatore in questione).

Si noti anche che, onde evitare fenomeni di saturazione e quindi di distorsione, conseguenti alla potenza uscente dal ricevitore e all'amplificazione complessiva dell'amplificatore dell'ing. Novellone, è bene che la tensione di BF venga prelevata all'uscita dello stadio preamplificatore del ricevitore (ad es. dell'anodo del tubo 6Q7) e non dall'anodo del tubo finale.

La riproduzione stridente e confusa è appunto dovuta ad inesatto sistema di collegamento e a saturazione dell'amplificatore; con i sistemi indicati tale fatto non può ripetersi.

3) La mancata ricezione nel campo che è compreso tra 30 e 50 mt dipende unicamente da errato valore del condensatore fisso in serie (padding) alla bobina dell'oscillatore locale. Tale condensatore, che è bene sia a mica, di ottima qualità, dovrebbe avere una capacità di 5000 pF ± 2%. Non pochi costruttori di gruppi tipo « Geloso » usano capacità diverse o di scarsa efficenza o anche di notevole imprecisione, sia per ignoranza e sia per ragioni economiche. Il fatto da tener presente è che l'imprecisione di valore del condensatore in questione altera notevolmente l'allineamento su l'intera gamma e, segnatamente, entro quella compresa dalla metà alla fine della capacità variabile. Tale effetto è solo controllabile disponendo di un generatore modulato di segnali, e procedendo accuratamente alla messa in passo del circuito dell'oscillatore e di quello dell'aereo (circuito selettore). Si constaterà in tal caso, ad esempio, che ove la scala nominativa indica 47 metri, l'oscillatore modulatore segnerà, ad es. 50 o 52 metri.

GTer 6706 - Sig. Gualdo Sbrollini

Senigallia (Ancona).

● DATI TECNICI DI ALCUNI TUBI ELETTRONICI.

1. TUBO PE05/15, pentodo a riscaldamento indiretto per trasmissione.

Dati caratteristici:

Tensione di accensione	12,0 V
Corrente di accensione	0,37 A
Conduttanza mutua	1,5 mA/V
Dissipazione anodica max	15 W
Dissipazione di griglia schermo max	5 W
Corrente catodica max	85 mA

Condizioni normali di funzionamento (per $\lambda \geq 15$ mt).

a) Amplificatore non modulato in classe C:

Tensione anodica	500 V
Tensione della griglia schermo	300 V
Corrente anodica	58 mA
Tensione di griglia controllo (c. c.)	— 150 V
Ampiezza della tensione eccitatrice	180 V
Potenza di eccitazione	0,9 W
Potenza utile	14 W

b) Amplificatore modulato sull'anodo (classe C):

Tensione anodica	500 V
Tensione della griglia schermo	200 V
Corrente anodica	22 mA
Tensione di griglia controllo (c. c.)	— 160 V
Ampiezza della tensione eccitatrice	180 V
Potenza di eccitazione	0,7 W
Potenza modulante	5,5 W
Potenza utile	7,0 W

c) Amplificatore modulato sull'anodo e sulla griglia schermo (classe C):

Tensione anodica	500 V
Tensione della griglia schermo	300 V
Corrente anodica	40 mA
Tensione di griglia controllo (c. c.)	— 150 V
Ampiezza della tensione eccitatrice	160 V
Potenza di eccitazione	0,5 W
Potenza modulante	11,6 W
Potenza utile	10 W

d) Amplificatore modulato sulla terza griglia (soppressore) in classe C:

Tensione anodica	500 V
Tensione della griglia schermo	275 V
Tensione della terza griglia (c. c.)	— 40 V
Corrente anodica	20 mA
Tensione di griglia controllo (c. c.)	— 240 V
Ampiezza della tensione eccitatrice	250 V
Potenza di eccitazione	0,4 W
Potenza modulante	0
Potenza utile	3,5 W

2. TUBO ARP12, pentodo amplificatore di tensione a pendenza variabile e a riscaldamento diretto in c.c.:

Tensione di accensione	2 V
Corrente di accensione	0,05 A
Tensione anodica	120 V
Tensione della griglia controllo	— 1,5 V
Tensione della griglia schermo	60 V
Corrente anodica	1,45 mA
Corrente della griglia schermo	0,5 mA
Pendenza normale	1,08 mA/V

3. TUBO ARP8, tetrodo amplificatore di potenza a riscaldamento diretto:

Tensione di accensione	4,0 V
Corrente di accensione	1,75 A
Tensione anodica	250 V
Tensione di griglia controllo	— 8,8 V
Tensione di griglia schermo	250 V
Corrente anodica	64,0 mA
Corrente di griglia schermo	13,0 mA
Resistenza interna	3400 Ω
Dissipazione anodica max	7,0 W

4. TUBO 5C15, pentodo a fascio a riscaldamento indiretto, adatto sia come amplificatore di radio frequenza in classe C, che come amplificatore di bassa frequenza in classe A o B.

Dati caratteristici:

Tensione di accensione (c.a. o c.c.)	4 V
Corrente di accensione	1 A
Coefficiente di amplificazione	200
Coeff. di amplif. fra la griglia 1 e la griglia 2	4,8
Conduttanza mutua (a 30 mA)	2,6 mA/V
Capacità infraelettrodiche dirette:	
griglia 1 - anodo	0,05 pF
d'entrata	14,5 pF
d'uscita	10,5 pF

Condizioni normali di funzionamento.

a) Amplificatore b.f. classe A. Modulatore:

Tensione anodica	400 V
Tensione della terza griglia	25 V
Tensione di griglia schermo	150 V
Tensione di polarizzazione	— 15 V
Ampiezza tensione di griglia b.f.	15 V
Corrente anodica	35 mA
Corrente di griglia schermo	2,5 mA

Potenza utile (con meno del 5% di armoniche)	7 W
Resistenza di carico	4300 Ω

b) Amplificatore b.f. classe B (connessione in controfase di due tubi):

Tensione anodica	450	600	600 V
Tensione della terza griglia	40	40	40 V
Tensione di griglia schermo	150	200	200 V
Tensione di griglia controllo	— 30	— 40	— 40 V
Ampiezza tensione di griglia b.f. (tra griglia e griglia)	90	80	105 V
Corrente anodica di riposo c.c.	8	8	7 mA
Corrente anodica max c.c.	90	74	106 mA
Corrente di griglia schermo	15	13	15 mA
Corrente di griglia controllo c.c.	1,5	0	1,2 mA
Potenza di eccitazione	1,2	0	0,5 W
Potenza utile	25	28	40 W
Res. di carico (tra anodo e anodo)	10.600	20.000	12.500 Ω

c) Amplificatore r.f. classe C, telefonia. Modulazione sulla griglia controllo (1) o sulla terza griglia (2):

	(1)	(2)
Tensione anodica	600	600 V
Tensione della terza griglia c.c.	40	— 15
Tensione della griglia schermo	200	150 V
Tensione di griglia controllo c.c.	— 68	— 64 V
Ampiezza tensione di griglia r.f.	68	94 V
Ampiezza tensione d'ingresso b.f. (su griglia 1 o su griglia 3)	25	35 V
Corrente anodica c.c.	24	20 mA
Corrente di griglia schermo	4,5	18 mA
Potenza di eccitazione (alla cresta di modul.)	0,8	0,6 W
Potenza utile	4.8	4 W

d) Amplificatore r.f. classe C, telefonia. Modulazione anodica (1). Telegrafia (2).

	(1)	(2)	(2)	(2)
Tensione anodica	450	600	600	600 V
Tensione del soppressore c.c.	40	40	0	40 V
Tensione di griglia schermo	150*	200	150	200 V
Tensione di griglia c.c.	— 90	— 64	— 58	— 76 V
Ampiezza tensione di gr. r.f.	120	64	78	96 V
Corrente anodica c.c.	45	28	35	50 mA
Corrente di griglia schermo	5,5	4,5	9	7 mA
Corrente di griglia	1.7	0	1	1,1 mA
Potenza di eccitazione	2	0	1	1 W
Potenza utile	13	12	12	20 W

* Dalla tensione anodica attraverso un resistore da 55.000 ohm.

5. TUBO VC1 triodo a riscaldamento indiretto, rivelatore per falla di griglia, amplificatore di tensione b.f.

Tensione di accensione		55 V
Corrente di accensione		0,05 A
Tensione anodica	100	200 V
Corrente anodica	1,6	6 mA
Tensione di griglia controllo	— 1,7	— 12 V
Pendenza normale	2	3 mA/V
Coefficiente di amplificazione	42	42
Resistenza interna normale	21400	14500 Ω

6. TUBO DCG 4/1000, raddrizzatore a vapore di mercurio a catodo caldo:

Tensione di accensione	2,5 V
Corrente di accensione	5,0 A
Valore di punta max ammissibile della tensione anodica inversa	10.000 V max
Corrente anodica max ammissibile (valore medio)	0,25 A max
Corrente anodica max ammissibile (valore di punta)	1,0 A max
Caduta di tensione creata dal tubo	~ 16 V

Il tubo DCG 4/1000 è destinato al raddrizzamento delle tensioni alternate. La caduta di tensione, che è indipendente dal carico è estremamente ridotta (16 V ~) e consente di raggiungere un rendimento particolarmente elevato (98%).

*

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX « Victor » Via Aldo Manunzio 7 - Tel. 62334 - Vernici, Adesivi, Cere, Compound.

Applicazioni Piezoelettriche Italiane Via Donizzetti, 45, Milano.

A R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ARTELMA - Articoli elettroindustriali di M. Annovazzi - Via Pier Capponi, 4, Milano, Tel. 41-480. - Filo smaltato, filo litz, conduttori.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsformatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano. Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori Facon.

C.R.E.S.A.L. di Salvadori Poggibonsi - (Siena) Gruppi A.F.

DINAMID Cordine per indice radioscala - Via Novaro, 2 - Affori (Milano) - Telefono 698104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via Padova, 9, Milano, Tel. 283-213 283-596 21-501.

A. G. GROSSI - Viale Abruzzi 44, Milano, Tel. 260697 - Scale parlanti.

I.C.A. - Vernici striroliche - Via Braga 1, tel. 696546, Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano. Tel. 577-987 - Scale e telai per ricevit ri tipo Geloso. - Telai per amplif catori tipo G. 30.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

ORGAL RADIO - Viale Monte Nero 62, Milano, Tel. provv. 580442.

DINO SALVAN - Ingegnere Costruttore Nuova radio - Milano, Via Torino 29, Tel. 16901 - 13726.

RADIO D'ANDREA Via Castelmorrone 19, Milano, Tel. 266-688 - Costruttore scale parlanti a 2, 4, 6 gamme.

PEVERALI FERRARI - C.so Magenta 5, Milano. Tel. 86469.

RADIO Dott. A. BIZZARRI - Via G. Pecchio, 4, Milano (Loreto), Tel. 203-669. - Ditta specializzata forniture per radioriparatori ed O. M.

REFIT - Milano, Via Senato 22, Tel. 71083 - Roma, Via Nazionale 71, Tel. 480678 - 44217.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

S.A.T.A.N. - Soc. An. Trasformatori al neon - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 270-888.

HAUDA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano, Tel. 13-426

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano, Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R. INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE - Corso Magenta, 65 - Milano - Tel. 82870.

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano. Tel. 53-572.

A.R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr.: Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

EVEREST RADIO di A. Flachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

MELI RADIO - Piazza Pontida, 42, Bergamo, Telefono 28-39 - Materiale elettrico radiofonico e cinematografico.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico Indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Telefono 581-602.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - Radioapparecchiature Precise Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

« OMNIA » ELETTRO RADIO - Via Albertinelli 9, Milano.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

O. R. E. M. - **Officine Radio Elettriche Meccaniche** - Sede Sociale Via Durini, 5, Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel. 19-545.

RADIO GAGGIANO - **Officine Radioelettriche** - Via Medina, 63, Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

S.A.R.E.T. - **Società Articoli Radio Elettrici** - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel. 23-615.

SIEMENS RADIO - **S. per A.** - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

SOCIETA' NAZIONALE DELLE OFFICINE DI SAVIGLIANO - Fondata nel 1880 - Cap. 100.000.000 - Dir.: Torino, C.so Mortara 4, tel. 22370 - 22470 - 22570 - 23891 - teleg.: Savigliano Torino.

TECNORADIO - Via Melzi 30, Somma Lombardo (Varese).

TITANUS RADIO - **Fabbrica Ricevitori Amplificatori Strumenti Radioelettrici** - Piazza Amendola 3, Milano.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale **Th. Mohvinckel** - Via Mercalli, 9, Milano, Tel. 52-922.

U.R.E. - **Universal Radio Electric** - Via Vecchietti 1, Firenze - Esclusivista Italia - Estero: M.A.R.E.C., Via Cordusio 2, Milano.

WATT. RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-401 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI - CONDUTTORI

C.L.E.M.I. - **Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti** Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448.

D'AMIA ing. Fonoincisori « DIAPHONE » - (brev. ing. D'Amia) - Corso Vitt. Emanuele, 26, Tel. 74-236 - 50-348.

SOC. NINNI & ROLUTI - Corso Novara, 3, Torino, Tel. 21-511 - Fonoincisori Rony Record.

S.T.E.A. - **Dischi** - Corso G. Ferraris, 137, Torino, Tel. 34-720.

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA E TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

BRUGNOLI RICCARDO - Corso Lodi, 121 - Milano - Tel. 574-145.

SERGIO CORBETTA (già Alfa Radio) Via Filippo Lippi, 36 - Milano - Tel. 268-668.

CORTI GINO - **Radioprodotti Razionali** - Corso Lodi, 108, Milano, Tel. 572-803.

LARIR - **Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche** - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

RADIO R. CAMPOS - Via Marco Aurelio, 22, Milano, Tel. 283-221.

TELEJOS RADIO - Ufficio vendita in Varese, Via Veratti, 4 - Tel. 35-21.

VERTOLA AURELIO - **Laboratorio Costruzione Trasformatori** - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

IMPIANTI SONORI-RIPRODUTTORI TRASDUTTORI ELETTRO-ACUSTICI E ALTOPARLANTI - MICROFONI CUFFIE ECC.

DOLFIN RENATO - **Radioprodotti do. re. mi** - Piazzale Aquileja, 24, Milano, Tel. 482-698 - Ind. Telegr. Doremi Milano.

HARMONIC RADIO - Via Guerzoni, 45, Milano, Tel. 495-860.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

Dott. Ing.

S. FERRARI

S. E. P.

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

Oscillatore modulato

Mod. 708

Da 160 Kc. a 25 Mc. a 5 gamme a lettura diretta. Attenuatore a scatti e potenziometrico. Voltmetro d'uscita. A 4 valvole.

Strumenti di misura

Apparecchi di regolazione e controllo

Riparazioni

MILANO

VIA PASQUIROLO N. 11

Tel. 12.278

A. FUMEO S. A. - **Fabbrica Apparecchi Cinematografici Sonori** - Via Messina, 43, Milano, Tel. 92-779.

SUGHERIFICIO AMBROSIANO - Via Antonini 20, Milano , Tel. 33075 - Settori e guarnizioni per altoparlanti, ecc.

ISOLANTI PER FREQUENZE ULTRA ELEVATE

IMEC - **Industria Milanese Elettro Ceramica** - Ufficio vendita: Via Pecchio, 3, Milano, Tel. 23-740 - Sede e Stabilimento a Caravaggio, Tel. 32-49.

LABORATORI RADIO SERVIZI TECNICI

JOLY ALDO - Verrés (Aosta).

ROCCHI FERNANDO - Piazza del Ferro 1-4 - Tel. 25049 - Genova. Laboratorio specializzato per qualsiasi taratura e collaudo su ricevitori, trasmettitori, strumenti di misura.

RAPPRESENTANZE ESTERE

LARIR - **Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche** - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

AESSE - **Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici** - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 383-371.

FIEM - **Fabbrica Strumenti Elettrici di misura** - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - **Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici** - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

OHM - **Ing. Pontremoli & C.** - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - **Strumenti Elettrici di Precisione** - Dott Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - **Soc. An. Elettromeccaniche** - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

LARIR - **Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche** - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

L'AVVOLGITRICE di A. TORNAGHI, Via Termopili, 38, Tel. 287-978.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S.A.T.A.N. - **Soc. An. Trasformatori al neon** - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965.

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

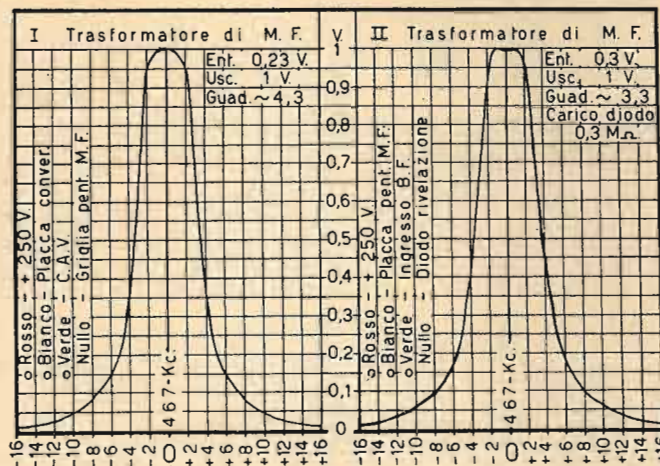
VERTOLA AURELIO - **Laboratorio Costruzione Trasformatori** - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - **Fabbrica Italiana Valvole Radioelettriche** - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18, Tel. 32-541

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autorizz. Pref. 043/10381

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

"l'antenna" rivista mensile di radiotecnica

ABBONAMENTI PER IL 1948

Ricordiamo agli abbonati il cui abbonamento è scaduto con questo numero, che ad evitare interruzioni nell'invio della Rivista, è opportuno provvedere sollecitamente al rinnovo, inviando l'importo a questa amministrazione preferibilmente a mezzo C. C. post. N. 3/24227

L'abbonamento per l'anno 1948, il ventesimo di vita della Rivista, è stato fissato in

Lire 2.000 più 60 (i.g.e.)
Estero il doppio

Per la rimessa inviare vaglia oppure valersi del conto corrente postale 3/24227 intestato alla
Soc Editrice IL ROSTRO - Milano - Via Senato 24

CORBETTA
MARCHIO DEPOS.
MILANO

"Vorax" S.A.
Milano

VR

TIPO 900
5 VALVOLE
OCCHIO MAGICO
4 GAMME D'ONDA
MOBILE SUPERLUSSO

ESCLUSIVISTA:

marec

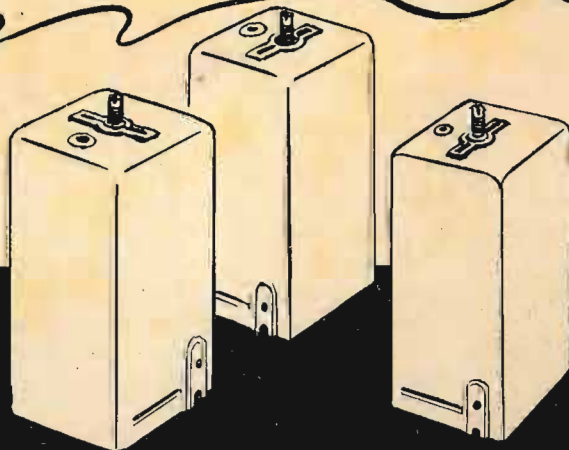
MILANO - VIA CORDUSIO, 2

MORADEI

RAPPRESENTANTI:

Romagna, Emilia: Simoni Alfredo, Via Zannoni 64, Bologna
Toscana, Umbria, Marche: S. I. M. C. A., Via Vecchietti 1, Firenze
Lazio: Tommasini Siro & C., Via Pier Luigi da Palestrina 61, Roma
Puglie, Abruzzo, Lucania, Calabria: R. A. R. A., Via Matteotti 14, Bari
Sicilia: D'Alfonso Salvatore, Via Roma 58, Palermo
Sardegna: Remigio Planta Olivi, Viale S. Benedetto, Cagliari

Fiera Campionaria di Milano - Padiglione Radio - Reparto Musica - Stand 1794

HAI VISTO COM'È SIMMETRICA LA CURVA DELLE MEDIE FREQUENZE CORTI
ORA COME MANTENERE QUESTI RISULTATI; BLOCCANDO I NUCLEI CON VERNICE O PARAFFINA?
NON TI PREOCCUPARE; NELLA PROSSIMA SERIE DI "M. F. CORTI" L'ORGANO DI REGOLAZIONE È A FRIZIONE, NON OCCORRE QUINDI BLOCCARE I NUCLEI DOPO LA TARATURA.
TIME IS MONEY
MARCA DEPOSITATA
GINO CORTI CORSO LODI 108 - MILANO - TEL. 584.226

Tip. TIPEZ - Milano - V.le Cermenate. 56